



เครื่องควบคุมการจ่ายพลังงานไฟฟ้าสูงสุด
MAIN POWER POINT TRACKING
MPPT.



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า ลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2537

ปีการศึกษา 2537

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

หัวข้อโปรเจ็ค MPPT. (MAIN POWER POINT TRACKING)

ผู้ร่วมงาน

1. นายคมสัน นาคะกุล รหัสประจำตัว 35103176
2. นายวรพจน์ แมนสถิตย์ รหัสประจำตัว 35103199
3. นายอรรถกร เขียวรัญญูกิจ รหัสประจำตัว 35103216

อาจารย์ที่ปรึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องควบคุมการจ่ายพลังงานไฟฟ้าสูงสุด

นายคมสัน นาคะกุล 35103176

นายวรพจน์ แมนสถิตย์ 35103199

นายอรรถกร เขียวรัญญูกิจ 35103216

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์จิรวัดน์ ปานกลาง

ปีการศึกษา 2537

บทคัดย่อ

โครงงานนี้กล่าวถึงเครื่องมือที่ช่วยในการควบคุมการนำพลังงานจากแสงอาทิตย์มาใช้ให้ได้มากที่สุด ซึ่งในกระบวนการเปลี่ยนพลังงานแสงอาทิตย์เป็นพลังงานไฟฟ้า ต้องมีอุปกรณ์ที่เรียกว่า Solar cell , ซึ่งในการควบคุมให้ Solar cell จ่ายพลังงานแก่ LOAD ให้มากที่สุดนั้น ต้องมีเครื่องมือที่ช่วยในการควบคุมการจ่ายพลังงาน คือ MAIN POWER POINT TRACKING (MPPT.) โดยการทำงานจะใช้คุณสมบัติของ Pulse width modulation ควบคุมให้ได้ค่าพลังงานสูงสุดในการจ่ายให้แก่ LOAD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAIN POWER POINT TRACKING

BY

Mr. KOMSAN NAKAKUL

Mr. VORRAPOT MANSATHID

Mr. ATTAKORN CHIEWTUYAKIT

Advisor:

Mr. JIRAWATH PARNKLANG

ABSTRACT:

This project describe the equipment that make highly power form Solar energy. The process to produce the solar energy require solar-cell must important equipment use to generate solar energy to electric energy. If we want to have fully energy from solar-cell , we should be control the load equipment to receive energy powerfully. So, the Main power point tracking.(MPPT.) can control the distribution of power to load. It work by use the properties of pulse width modulation to control voltage and current to high power providing to load.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ อาจารย์จิรวัดณ์ ปานกลาง เป็นอย่างยิ่งที่ท่านได้ให้คำปรึกษา แนะนำ
ต่าง ๆ และการสนับสนุนด้านการใช้เครื่องมือและอุปกรณ์ต่าง ๆ รวมถึงสถานที่ที่ใช้ในการทดลอง

ผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	
Abstract	
กิตติกรรมประกาศ	
บทที่ 1 บทนำ.....	1
บทที่ 2 CONTROL DRIVER.....	5
บทที่ 3 DRIVER.....	10
บทที่ 4 SWITCHING POWER SUPPLY.....	23
บทที่ 5 แผงเซลล์แสงอาทิตย์.....	38
บทที่ 6 สรุปผลการทดลองการสร้างเครื่อง Main power point tracking.....	42
บทที่ 7 วงจรที่ใช้งาน.....	43
บรรณานุกรม	
ภาคผนวก	

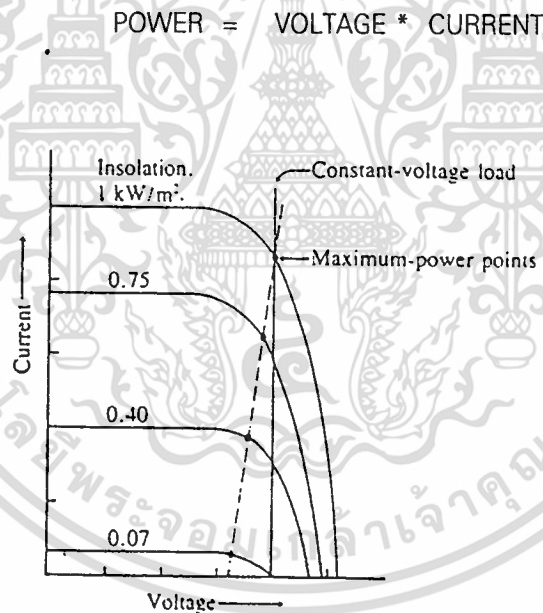
สารบัญรูป

		หน้า
รูปที่ 1.1	แสดง I-V Characteristic ของ Solar-cell.....	1
รูปที่ 1.2	เส้นกราฟแสดงคุณลักษณะการใช้งานของแผง Solar - cell ที่ใช้ในการทดลอง.....	2
	BLOCK DIAGRAM	3
รูปที่ 2.1	Timing diagram of IC TTL 494.....	5
รูปที่ 2.2	วงจรตรวจสอบ Battery.....	7
รูปที่ 2.3	วงจร Soft start circuit.....	8
รูปที่ 3.1	แสดงโครงสร้าง IGBT. ในรูปของ FET. และ TRANSFER.....	12
รูปที่ 3.2	แสดงลักษณะของกระแสและศักดาไฟฟ้าของ IGBT.	13
รูปที่ 3.3	แสดงโครงสร้างในแฉกของ IGBT. ชนิด N.....	14
รูปที่ 3.4	แสดงโครงสร้างในแฉกของ IGBT.	14
รูปที่ 3.5	แสดงคุณลักษณะของกระแสและความต่างศักย์	15
รูปที่ 3.6	แสดงรูปคลื่นของกระแสและความต่างศักย์ขณะ ON	18
รูปที่ 3.7	แสดงรูปคลื่นของกระแสและความต่างศักย์ขณะ OFF.....	19
รูปที่ 3.8	a) พื้นที่ย่านปลอดภัยในการทำงานสำหรับ Forward bias	21
	b) พื้นที่ย่านปลอดภัยในการทำงานสำหรับ Reverse bias	21
รูปที่ 4.1	แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของ Switching power supply.....	23
รูปที่ 4.2	แสดงวงจรพื้นฐานของ Push - pull converter.....	25
รูปที่ 3.2	แสดงการกำหนดค่าเวลาเมื่อ Td ให้กับ Power transisier.....	26
รูปที่ 4.4	แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494.....	28
รูปที่ 4.5	แสดงลักษณะการเลือกใช้ Output ของ TL 494.....	30
รูปที่ 4.6	แสดงการพันขดลวดบ็อบบิน \square	31

บทที่ 1

บทนำ

ในการนำ Solar-cell มาใช้งานโดยต้องการให้ได้รับกำลังงานสูงสุดเท่าที่ความสามารถของ Solar-cell จะจ่ายออกมาได้นั้นต้องมีการกำหนดจุดการทำงานที่จะได้กำลังงานมากที่สุด จากรูปที่ 1.1 แสดงถึงเส้นกราฟการจ่ายแรงดันและกระแสของ Solar-cell ที่การรับแสงที่มีความเข้มต่าง ๆ กัน และเมื่อนำโหลดมาต่อก็จะสามารถทราบถึงจุดที่โหลดได้รับกระแสและแรงดันค่าหนึ่งบนเส้นกราฟซึ่งเมื่อนำมาเขียนเป็นเส้นก็จะได้เส้นขึ้นมาเส้นหนึ่งคือเส้น Constant-voltage-load ซึ่งเมื่อพิจารณาในจุดนี้ กำลังงาน (POWER) ที่โหลดได้รับจาก Solar-cell ไม่ใช่กำลังงานที่มากที่สุดเมื่อคิดจาก



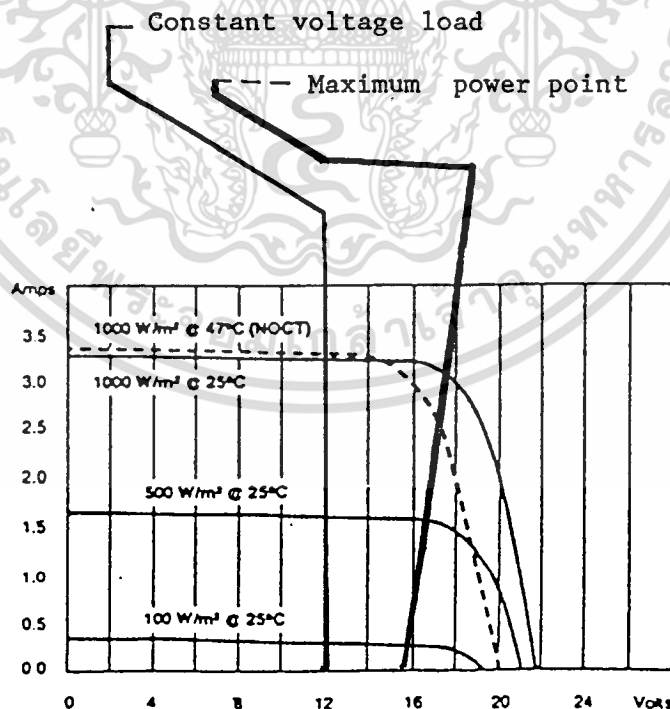
รูปที่ 1.1 แสดง I - V Characteristic ของ Solar-cell

เมื่อพิจารณารูป 1.1 เส้น Maximum-power point จะเห็นว่าในขณะที่ Solar-cell ได้รับแสงอาทิตย์ที่มีความเข้มเท่ากันนั้น power ที่ได้จากการคิดที่ค่าของกระแสและแรงดันจากเส้น Constant - voltage load นั้นจะได้น้อยกว่า power ที่ได้จากการคิดค่าของกระแสและแรงดันที่เส้น Maximum - power point

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเป็นดังนี้จึงต้องมีเครื่องมือที่ช่วยในการเปลี่ยนจุดการทำงาน จากจุดที่อยู่บนเส้น Constant-voltage load เป็นจุด Maximum-power point เครื่องมือนั้นคือ Main power point tracking (MPPT.) ซึ่งใช้หลักการของการควบคุมแรงดันจาก Solar-cell ที่จ่ายให้แก่โหลด ซึ่งการควบคุมแรงดันนั้นใช้หลักการของ Pulse width modulation ที่ส่งออกมาจากส่วนควบคุม

ส่วนในการสร้างเครื่อง Main power point tracking เครื่องนี้ใช้ในการควบคุมการจ่ายพลังงานให้แก่ Battery ซึ่งถ้าใช้งานโดยใช้แผง Solar-cell 1 แผงกับ Battery 1 ลูก สามารถพิจารณาแนวความคิดในการออกแบบการสร้างได้โดยพิจารณาจากรูปที่ 1.2 ซึ่งเป็นกราฟคุณลักษณะการใช้งานของแผง Solar-cell จะเห็นว่าเมื่อต่อแผง Solar-cell ซึ่งมีความสามารถในการให้ Voltage ได้ถึงประมาณ 18 Volt เมื่อต่อเข้ากับ Battery ทำให้ Voltage ลดลงเหลือแค่ประมาณ 12 volt เพราะความต้านทานของ Battery มีค่าต่ำมาก เราสามารถที่จะเขียนเส้น Constant - voltage load ได้ที่ค่าของ Voltage ที่ Battery มีค่า 12 Volt ในขณะที่ถ้าเราพิจารณาพลังงานที่ Battery ได้รับซึ่งคิดได้จาก กระแสที่ Battery ไม่ใช่ค่าพลังงานที่มากที่สุดที่แผง Solar - cell สามารถให้ได้

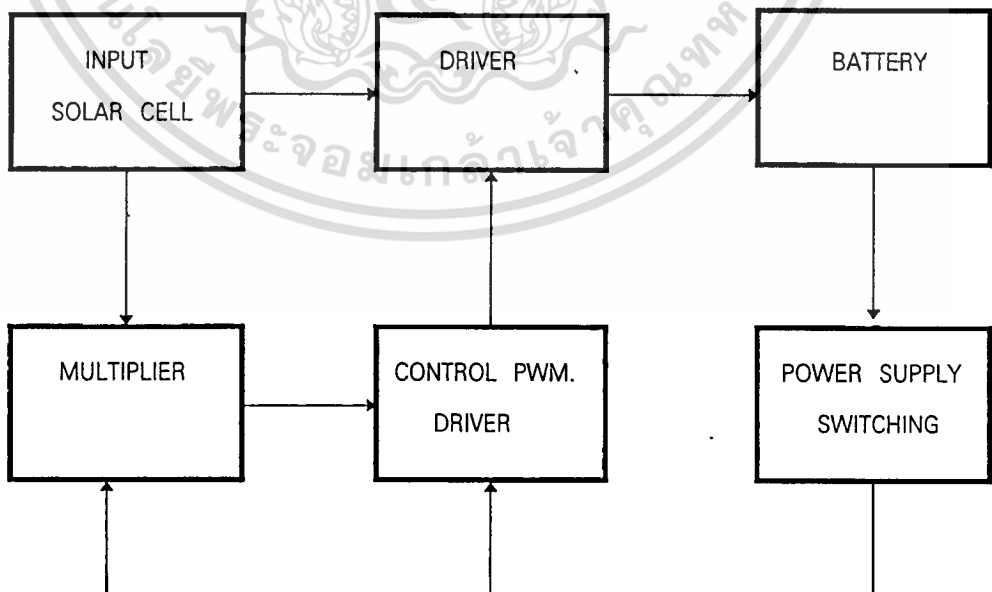


รูปที่ 1.2 เส้นกราฟแสดงคุณลักษณะการใช้งานของแผง Solar - cell ที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ถ้าเราพิจารณาที่รูป 1.2 จะเห็นว่าที่เส้น Maximum power point นั้นจะเป็นเส้นที่แสดงจุดการทำงานที่แผง Solar-cell สามารถจ่ายพลังงานให้แก่ Battery มากที่สุด ฉะนั้นจึงต้องมีการควบคุมให้แผง Solar-cell สามารถจ่ายแรงดันและกระแสได้ในจุดนี้ ซึ่งมีวิธีการคือใช้วงจรถวล (MPPT.) ต่ออนุกรมกับ Battery แล้วควบคุมให้มีการเพิ่มขึ้นของความต้านทานโดยใช้คุณสมบัติของ Pulse width modulation ซึ่งเมื่อรวมความต้านทานของวงจรถวล (MPPT.) กับความต้านทานของ Battery แล้วทำให้ค่าแรงดันที่จ่ายออกมาจากแผง Solar-cell มีค่าเพิ่มขึ้นไปที่จุดของค่าแรงดันที่เส้น Maximum power point ซึ่งจากการทำวิธีนี้ทำให้แผง Solar-cell จ่ายพลังงานให้แก่ Battery มากที่สุด

BLOCK DIAGRAM
MAIN POWER POINT TRACKING



การทำงานของระบบ

1. Input solar cell

Solar cell เป็นแหล่งกำเนิดพลังงานไฟฟ้าโดยเปลี่ยนพลังงานแสงเป็นพลังงานไฟฟ้า ซึ่งจะต้องนำมาประจุไว้ภายในแบตเตอรี่ เพื่อที่จะสามารถนำไฟฟ้าไปใช้ในตอนกลางคืน ได้ขนาดของ solar cell จะต้องมีความยาวของ แรงดันและกระแส ให้เหมาะสมกับโหลดที่ต้องการด้วย

2. Multiplier

เป็นส่วนวงจรที่ทำหน้าที่คูณแรงดันและกระแสที่ออกจาก solar cell เพื่อที่จะส่งไปยังวงจรควบคุมสำหรับหาจุด power max ซึ่งในการทำงานจริงแล้วจะต้องควบคุมให้ได้จุดที่เป็น power max เสมอ

3. Driver

เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ควบคุม การส่งจ่ายกำลังงานเพื่อไป charge แบตเตอรี่ซึ่งจะรับสัญญาณมาจากส่วน control switch (pwm) อีกทีหนึ่ง ซึ่งอาจจะเป็น transistor mosfet or IGBT ขึ้นอยู่กับความเหมาะสม ซึ่งอุปกรณ์แต่ละชนิดมีข้อดี ข้อเสียแตกต่างกันออกไป

4. Control driver(pwm)

เป็นส่วนที่ทำหน้าที่หลักของระบบ เพื่อควบคุมส่วน driver โดยควบคุมความกว้างของ pulse (duty cycle) เพื่อที่จะไปขับอุปกรณ์ driver เพื่อที่จะ Tracking หาจุดที่ได้ power max ส่วนการทำงานอย่างละเอียดจะกล่าวภายหลัง

5. Power supply switching(dc to dc converter)

เป็นส่วนที่ทำหน้าที่จ่ายแรงดันให้กับภาค control และวงจร multiplier ซึ่งเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ แปลง dc - dc ซึ่งมีแรงดันสูงขึ้น เพียงพอที่จะทำให้ส่วน IC และระบบสามารถทำงานได้อย่างสมบูรณ์

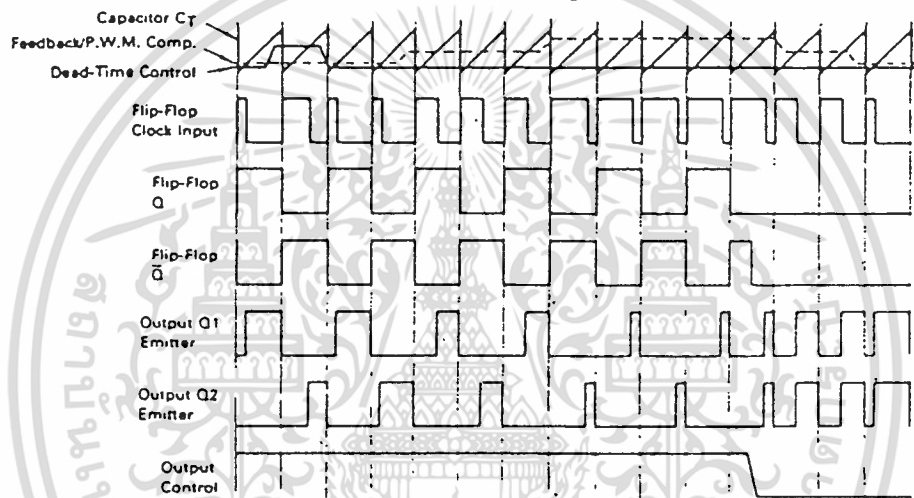
6. Battery

เป็นส่วนที่ทำหน้าที่เสมือน load ของวงจรซึ่งจะทำหน้าที่เก็บพลังงานซึ่งขนาดเอกสารนี้ของ battery จะต้องมีความเหมาะสมกับพลังงานที่ต้องการใช้ด้วย ห้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

การทำงานของส่วน control driver

วงจร control driver นี้จะใช้ IC TL 494 ซึ่งเป็นไอซีที่ทำหน้าที่ pulse width modulation ซึ่ง duty cycle จะเปลี่ยนตามแรงดันที่ขา 4 ของ IC 494 ส่วนวงจร control จะมีการรับแรงดันมาจากวงจร multiplier เพื่อที่จะนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณ ฟันเลื่อยที่ขา 5 ของ IC ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงได้ตาม timing diagram ข้างล่าง



รูปที่ 2.1 Timing diagram of IC TL 494

การที่เราจะควบคุมขนาดของ duty cycle ของ output driver ได้ 2 วิธีดังนี้

1. โดยการควบคุมขนาดของ dead time control ซึ่งถ้าเปรียบเทียบกับ saw tooth ที่ขา 5 ของ IC โดยถ้าขนาดของ dead time control ที่ขา 4 มีค่ามากกว่าขนาดของ duty cycle จะยิ่งแคบลงซึ่งขนาดของ duty cycle จะมีค่ามากที่สุดคือ 50% แต่สำหรับ IC TL494 จะมีขนาดสูงสุดแค่ 48% เท่านั้นซึ่งหมายถึงว่าแรงดัน dead time control มีค่าเป็น 0 v. ขนาดของ duty cycle ก็แค่ 48% เท่านั้นโดยปกติแล้วอยู่ ระหว่าง 0-5.25 V. ถ้าหากว่าใช้แรงดันที่ขา 4 สูงเกินไป duty cycle จะเป็น 0 คือไม่มี pulse ออกมาที่ output
2. การควบคุม dutycycle ในส่วนของ op-amp error amplifier ซึ่งจะให้แรงดันออกมาที่ขา feedback pwm comparator input ที่ ขา 3 ของ IC ซึ่งจะต้องมีการจัด feedback ให้กับ op amp อีกทีหนึ่งว่าต้องการอัตราขยายเท่าไร

การสร้างสัญญาณ control driver

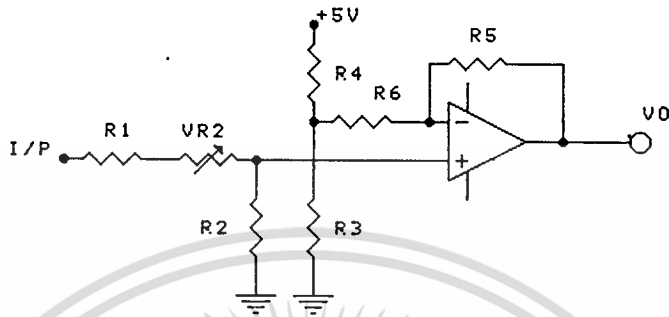
ส่วนที่ 1

ส่วน control driver จะมีสัญญาณที่ส่งมาจากวงจร Multiplier ซึ่งจะเป็นสัญญาณที่ส่งมาควบคุม Duty cycle เพื่อไปขับส่วนของ Driver ที่จะทำให้เกิดการ Tracking อัตราโมดเพื่อที่จะให้ได้จุด Power maximum ซึ่งจะป้อนเข้าที่ขา 15 ของ IC TL494 โดยมีการจัด Feedback อย่างเหมาะสม ถ้าขนาดของแรงดันจากวงจร Multiplier ที่ค่าเพิ่มขึ้นความกว้างของ Duty cycle ก็เพิ่มขึ้น ในทางกลับกันถ้าระดับแรงดันจากวงจร Multiplier มีค่าลดลงความกว้างของ Duty cycle ก็จะลดลง ส่วนเกณฑ์การขยายสามารถคำนวณได้โดยสมการดังนี้

$$V_o = - R_f / (R_i + R_1) [V_1 - 15v]$$

ส่วนที่ 2

ส่วนนี้คือสัญญาณที่ส่งมาจากแบตเตอรี่ ขนาด 36 โวลท์ เพื่อที่จะป้องกัน Over charge โดยป้อนผ่านตัวต้านทาน Voltage divider R8 และ R9 เข้าที่ขา 1 ของ IC TL494 โดยตั้งค่าแรงดันมาตรฐานต่อแบตเตอรี่ 12 โวลท์ ไม่ให้เกิน 13.8 โวลท์ ถ้าหากว่าแบตเตอรี่ถูกประจุจนเต็มแล้วแรงดันของแบตเตอรี่เพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ จนถึงค่าที่คั้งไว้แล้วแรงดันส่วนที่ป้อนกลับนี้จะทำให้ Duty cycle ลดลงแต่ถ้าแรงดันของแบตเตอรี่เพิ่มขึ้นอีกก็จะทำให้ Duty cycle ลดลงจนเป็น 0 คือ IGBT. (ในภาค Driver) ก็จะออฟ ทำให้กระแสส่วน Control driver หยุดการทำงาน ซึ่งวงจรที่ใช้ตรวจสอบ Battery แสดงดังรูปที่ 2.2



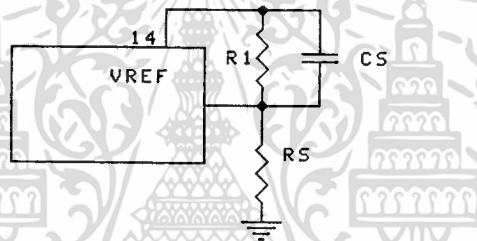
รูปที่ 2.2 วงจรตรวจสอบ Battery

ตัวต้านทาน R3,R4 ต่อเป็นวงจรแรงดันอ้างอิงซึ่งปกติ $R3 = R4$ ดังนั้นแรงดันที่ขา 2 จะมีค่าประมาณ 2.5v ดังนั้นอัตราการขยายสามารถกำหนดได้โดย $A_v = R5 / R6$ ดังนั้นแรงดันที่อินพุทเพิ่มขึ้นจนกระทั่งทำให้แรงดันที่ขา 1 เริ่มมากกว่า 2.5v จะทำให้ duty cycle เปลี่ยนแปลงลดลงซึ่งจะทำให้กระแส charge battery ลดลง

การทำงานของ output driver TL 494 จะเป็นแบบ Single ended configuration สามารถทำได้โดยการต่อขา C และ E ของ Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันซึ่งการต่อแบบนี้จะทำให้ ความถี่ที่ IC ออสซิลเลทขึ้นมากับความถี่ driver มีค่าเท่ากันแต่ถ้าต่อแบบ push pull configuration ความถี่ output driver จะมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของ OSC การต่อแบบ Single ended จะให้กระแส driver สูงถึง 2 เท่าของการต่อแบบ push pull ซึ่งให้กระแส driver max 250 mA. การทำงานจะเป็นแบบไดโน้นขึ้นอยู่ที่ขา 13 ถ้า แรงดัน control มีค่า 0 - 0.4 V. IC จะทำงานในmode singleended ถ้าแรงดันอยู่ระหว่าง 2.4 - 5 V. IC จะทำงานใน mode push pull

SOFT START CIRCUIT

ภายในวงจรควบคุมมีการต่อวงจร soft start เพื่อลดการกระชากของกระแสในขณะ transistor เริ่มทำงาน (start up) เพื่อป้องกันทรานซิสเตอร์ซึ่งอาจเสียหายได้ โดยขณะเริ่มทำงานแรงดันที่ขา 4 จะมีค่าสูงกว่า saw tooth ที่ขา 5 ดังนั้น จะยังคงทำให้ทรานซิสเตอร์ยังคง off อยู่ในช่วงแรก



รูปที่ 2.3 วงจร Soft start circuit



ปัญหาในการที่เกิดขึ้นในทดลอง

1. ในส่วนของ Control sensor นั้นจำเป็นจะต้องมี CMRR . เพราะว่าสัญญาณรบกวนที่เป็น Common mode นั้นจะเข้ามาที่อินพุตค่อนข้างมากเมื่อเทียบกับระดับแรงดันที่ Sensor ออกมาได้จะอยู่ระหว่าง 5 - 10 mV. เท่านั้นซึ่งจะเห็นว่ามีค่าต่ำมาก ดังนั้นการที่จะขยายระดับแรงดันต่ำ ๆ ที่มีสัญญาณรบกวน (noise) นั้นจำเป็นต้องใช้ลักษณะของวงจร Differential Amp ที่มี CMRR. ค่อนข้างสูงและ Voltage gain จะต้องสูงด้วยเพื่อที่จะให้ได้ระดับแรงดันเท่าที่ต้องการใช้งานจริง ๆ (ประมาณ 3 - 5 volt)

2. ในส่วนของ Analog multiplier ซึ่ง $E_{out} = 100 E_{in1} * E_{in2}$ การที่จะให้ได้ E_{out} ตามสมการนี้ จำเป็นต้องมีการขยายแรงดัน E_{in1} และ E_{in2} ให้อยู่ในช่วงที่จะทำให้เกิดผล การ Multiplier เป็น Linear ซึ่ง E_{in1} และ E_{in2} จะต้องมีแรงดันอยู่ระหว่าง 2 - 12 Volt ซึ่ง เป็นช่วงที่ทำให้ผลการ Multiplier มีความเที่ยงตรงสูง

3. ในส่วนของวงจร Control driver ที่ใช้ IC TL494 ระดับแรงดันที่ไปขับ IGBT. จะ ต้องสูงพอที่จะทำให้ IGBT. ทำงานในลักษณะ Saturation เพราะถ้า IGBT. ไม่ Saturate แล้วจะทำให้พลังงานส่วนหนึ่งสูญเสียไปกับตัว IGBT. ทำให้เกิดการสูญเสียขึ้น และความถี่ที่ เลือกใช้ต้องเลือกให้เหมาะสมกับ Frequency response ของ IGBT. ด้วย

4. ในการ Sensor แรงดันจาก Solar cell มายัง วงจร Multiplier จำเป็นต้องใช้การ แยก Gnd. ระหว่างแหล่งจ่าย DC. supply และ Solar cell โดยใช้ OP-TO Isolator และจุด ที่ตรวจเช็คระดับแรงดันที่ป้อนกลับเพื่อควบคุมไม่ให้เกิดการ Over charge ขึ้นนั้นต้องแยก Gnd. โดยใช้ OPTO Isolation ด้วยเช่นกัน

034837

ภาค DRIVER

ในการทำงานของภาค Driver จะได้รับสัญญาณควบคุมจากภาค Control เพื่อมาควบคุมให้ภาคนี้ทำงาน ซึ่งการทำงานเป็นลักษณะของการ Switching โดยสัญญาณควบคุมจะควบคุมให้ภาค Driver นี้ทำงานให้มีกระแสไหลในสถานะ ON และไม่มีกระแสไหลในสถานะ OFF อุปกรณ์ที่นำมาใช้ เรียก อุปกรณ์ประเภทนี้ว่า คอนโทรลสวิทช์ (Controllable Switch)

ซึ่งคุณสมบัติของอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในการทำงานลักษณะสวิทช์ซึ่งประเภทควบคุมได้ ควรจะมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

- 1) มีกระแสรั่วเล็กน้อยในสถานะออฟ
- 2) มีความต่างศักย์ตกคร่อมในสถานะออน น้อยมาก เพื่อให้ค่ากำลังสูญเสียในสถานะออนมีค่าน้อยที่สุด
- 3) มีเวลาในการเทิร์นออน (turn on) และเทิร์นออฟ (turn off) ต่ำเพื่อจะได้สามารถใช้ได้กับความถี่สูง ๆ
- 4) สามารถทนค่าความต่างศักย์ฟอร์เวิร์ด และ รีเวิร์สได้สูง ทำให้ลดความจำเป็นที่จะต้องนำอุปกรณ์มาต่ออนุกรมซึ่งยากต่อการควบคุมและป้องกันและถ้านำมาต่ออนุกรมก็จะทำให้ความต่างศักย์ตกคร่อมขณะออน มีค่ามาก ทำให้มีกำลังงานสูญเสีย
- 5) มีพิกัดกระแสสูง ทำให้ไม่ต้องนำมาต่ออนุกรมกัน ซึ่งหลีกเลี่ยงปัญหาของการเจ็ลลี่กระแส
- 6) มีความต้านทานขณะออน (on) เป็นแบบสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิแบบบวก (positive temperature coefficient) ถ้านำ อุปกรณ์มาต่อแบบขนานจะได้เจ็ลลี่กระแสไหลได้เท่ากัน
- 7) ส่วนควบคุมต้องการกำลังต่ำ ทำให้การออกแบบส่วนควบคุมทำได้ง่าย
- 8) สามารถทนความต่างศักย์พิกัด และกระแสพิกัดได้ในเวลาเดียวกัน ขณะสวิทช์ซึ่งซึ่งจะช่วยลดความจำเป็นที่จะต้องมียังวงจรป้องกันต่อคร่อมตัวอุปกรณ์
- 9) มีพิกัด dv/dt และ di/dt ที่สูง ทำให้ไม่จำเป็นต้องมีอุปกรณ์ภายนอกมาช่วยลด dv/dt และ di/dt เพื่อไม่เป็นอันตรายต่ออุปกรณ์

แนวความคิดในการออกแบบการทำงาน

ในการทำงานของภาค DRIVER นั้นจะได้รับสัญญาณควบคุมจากภาคควบคุม ซึ่งมีลักษณะเป็นสัญญาณ PULSE ที่มีความกว้างของสัญญาณแตกต่างกันไป โดยความถี่ของสัญญาณนี้มีความถี่สูงพอสมควร และการนำกระแสของอุปกรณ์ที่นำมาใช้นั้นต้องสามารถทนกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์ได้สูง ฉะนั้นจึงต้องมีการพิจารณาถึงชนิดของอุปกรณ์ที่จะนำมาใช้งานถึงคุณสมบัติต่าง ๆ ด้วย

จากการศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับคุณสมบัติของอุปกรณ์สวิชชิง ชนิดต่าง ๆ โดยที่พบเห็นกันอยู่ทั่วไป ก็จะมีทรานซิสเตอร์ และ มอสเฟต โดยการศึกษาพบว่าอุปกรณ์ทั้ง 2 ชนิดนี้ มีข้อดีและข้อเสียตรงข้ามกันอยู่ คือ ทรานซิสเตอร์ ในสภาวะ ON จะมีกำลังสูญเสียน้อย โดยเฉพาะอุปกรณ์ที่มีความต่างศักย์ตกคร่อมสูง แต่ข้อเสียคือ ความเร็วในการสวิชชิงช้า ส่วน มอสเฟต นั้นก็จะมีคุณสมบัติที่ตรงข้ามกัน และอีกอย่างที่สำคัญคือ ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมการทำงานด้วยกระแส ส่วน MOSFET นั้นควบคุมการทำงานด้วยโวลเตจ

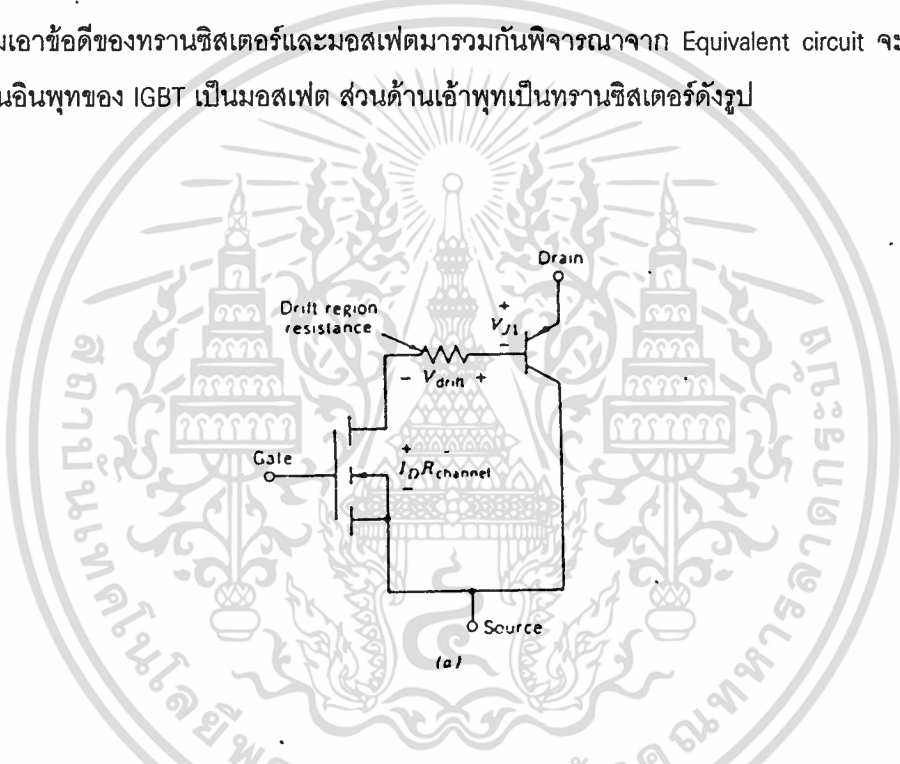
ซึ่งจากการพิจารณาจะเห็นว่า มอสเฟต เหมาะสมที่จะนำมาใช้ในการทำงาน เป็นอุปกรณ์สวิชชิงในวงจรนี้มากกว่า ทรานซิสเตอร์ เพราะถ้าใช้ทรานซิสเตอร์ต้องออกแบบวงจรภาคควบคุมใหม่ให้มีกระแสมากขึ้นเพื่อมาควบคุมทรานซิสเตอร์ให้ทำงานซึ่งเป็นการยุ่งยากกว่ามอสเฟต เพราะมอสเฟตใช้โวลเตจจากภาคควบคุมมาควบคุมให้มอสเฟตทำงานได้เลยจึงเป็นการลดความยุ่งยากในการออกแบบวงจรขับได้อย่างมาก

ด้วยเหตุผลนี้จึงได้นำเอามอสเฟตมาใช้ในการออกแบบวงจรภาคนี้แต่แล้วก็เกิดปัญหาที่ว่า โวลเตจที่ใช้ในการขับให้มอสเฟตทำงานเป็นสวิชชิงนั้นต้องใช้ โวลเตจที่มีค่าสูงกว่า โวลเตจที่ภาคควบคุมส่งมา จึงต้องหาวงจรมาช่วยเพิ่ม โวลเตจอีกซึ่งก็จะยุ่งยากมากขึ้น

ในปัจจุบันได้มีอุปกรณ์ชนิดใหม่เกิดขึ้นซึ่งสามารถนำมาใช้งานแทน มอสเฟตได้ และยังดีกว่าในอีกหลาย ๆ ด้าน ซึ่งอุปกรณ์ชนิดนี้มีชื่อว่า IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) ซึ่งจากการศึกษาถึงคุณสมบัติของ IGBT จะพบว่า IGBT มีความต่างศักย์ตกคร่อมใกล้เคียงกับทรานซิสเตอร์ ในขณะที่มีความต้านทานด้านอินพุตสูงกว่า และมีความเร็วในการเทิร์นออนสูงเหมือนกับมอสเฟต และ IGBT ควบคุมการทำงานด้วยความต่างศักย์ที่ป้อนเข้าระหว่าง ขาเกตและอิมิตเตอร์ ซึ่งต้องการกระแสจำนวนน้อยมากในการทำให้เกิดการทำงาน

ส่วนที่แตกต่างกันทางคุณลักษณะ IGBT และมอสเฟต

- IGBT มีความต่างศักย์ในสภาวะออน ต่ำกว่ามากที่กระแสสูงกว่า 2 แอมป์
- มีความต้านทานในขณะนำกระแสที่ต่ำกว่า $V_{ds} (ON)$ ของ มอสเฟต ที่ใช้กับความต่างศักย์สูงจะมีค่าสูงตามไปด้วยและจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิของรอยต่อและกระแสครอนเพิ่มขึ้นต่างกับ IGBT ที่ความต้านทานจะไม่เพิ่มหรือเปลี่ยนแปลงมากนักเมื่อกระแส และอุณหภูมิแปลง
- แรงดันที่ใช้ในการขับเกทให้ทำงานเป็นสวิชซึ่งต่ำกว่ามอสเฟต จะเห็นว่า IGBT ได้รวมเอาข้อดีของทรานซิสเตอร์และมอสเฟตมารวมกันพิจารณาจาก Equivalent circuit จะเห็นว่าในด้านอินพุทของ IGBT เป็นมอสเฟต ส่วนด้านเอาพุทเป็นทรานซิสเตอร์ดังรูป

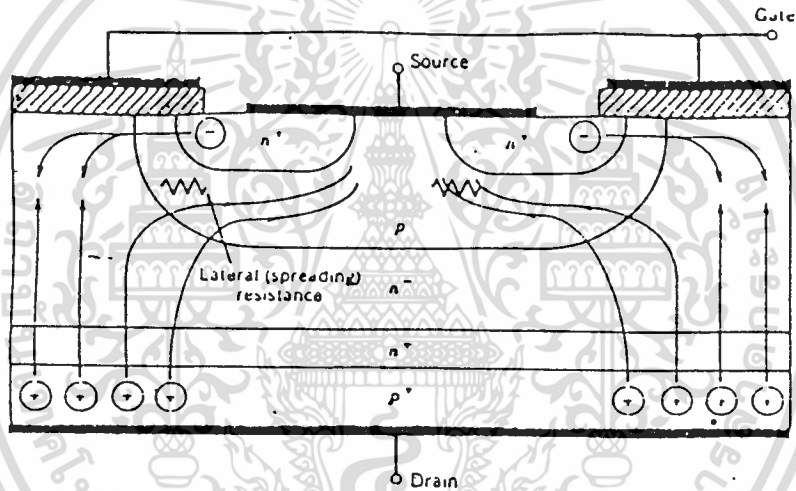


รูปที่ 3.1 แสดงถึงโครงสร้างของ IGBT. ในรูปของ FET. และ TRANSISTOR

ฉะนั้นในวงจรภาค DRIVER นี้ อุปกรณ์ที่จะนำมาใช้ในการเป็นสวิชซึ่งจึงใช้ IGBT ในการออกแบบวงจรให้ IGBT ทำงานนั้นจะต้องพิจารณาถึงแรงดันเบรคคาวนระหว่างขาเกทและอิมิตเตอร์ รวมถึงค่ากระแสลัดวงจร ปกติแล้วค่าแรงดันที่ป้อนขาเกทจะไม่ให้เกินค่าประมาณ 15 โวลต์ ซึ่งเป็นการพิจารณาใน สภาวะ ON ในส่วนสภาวะ OFF นั้น

คุณลักษณะของกระแสและศักดาไฟฟ้า

ลักษณะกระแสและศักดาไฟฟ้าของ IGBT. ชนิด N ดังแสดงในรูป 3.2 ในทิศทาง FORWARD จะเหมือนกับของ BIPOLAR TRANSISTOR ในวงจรถอจิก แตกต่างกันเพียงควบคุมการทำงานด้วยความต่างศักย์แทนที่จะควบคุมการทำงานด้วยกระแสเหมือนกับ TRNASTISOR

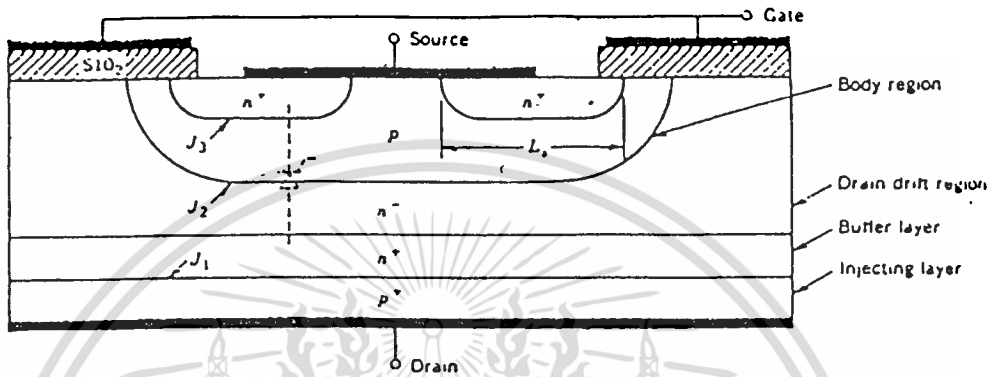


รูปที่ 3.2 แสดงลักษณะของกระแสและศักดาไฟฟ้าของ IGBT.

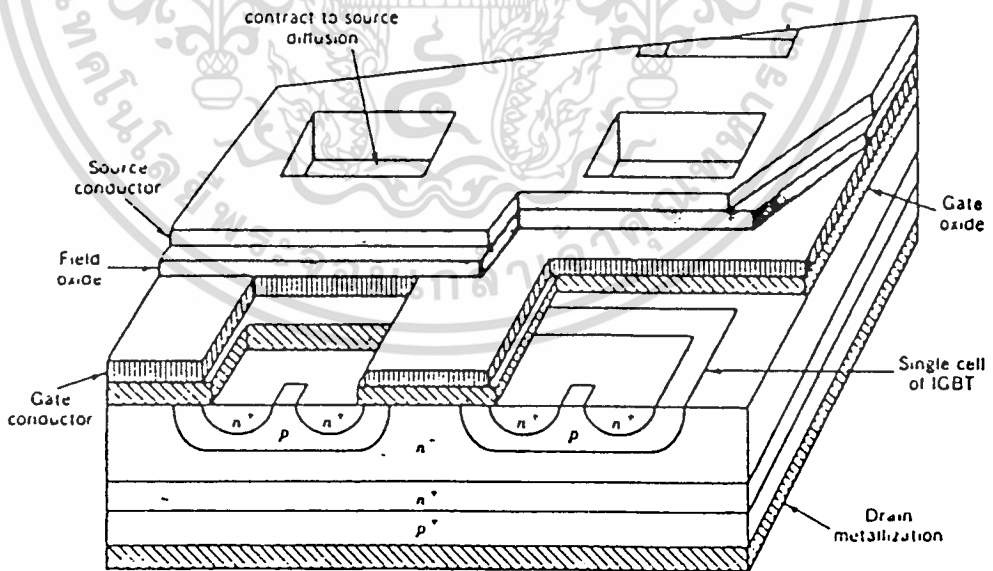
คุณสมบัติของ IGBT. ชนิด P ก็จะมีเหมือนกันเพียงแต่ช่วงของความต่างศักย์และทิศทางของกระแสจะต่างกลับกัน ที่รอยต่อ J_2 ในรูปที่ 3.3 จะกัน FORWARD VOLTAGE เมื่อ IGBT. อยู่ในสภาวะออฟ ค่าการทนความต่างศักย์ในทิศทาง REVERSE (REVERSE BLOCKING VOLTAGE) จะ สามารถมีค่าเท่ากับค่าการทนความต่างศักย์ในทิศ FORWARD

ได้ถ้าไม่มีชั้น BUFFER n^+ ที่รอยต่อ J_1 ในรูปที่ 3.3 เรียกว่าเป็นรอยต่อของ REVERSE เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BLOCKING ถ้าในโครงสร้างของ อุปกรณ์มีชั้น BUFFER n^+ จะทำให้ค่าความต่างศักย์เบรค ดาวน์ (BREAKDOWN VOLTAGE) มีค่าลดลงเหลือเพียงสิบกว่าโวลต์ เพราะปริมาณสาร เจือสูงมากทั้งสองด้านของรอยต่อนี้ ทำให้ ไม่สามารถกันกระแส REVERSE ได้



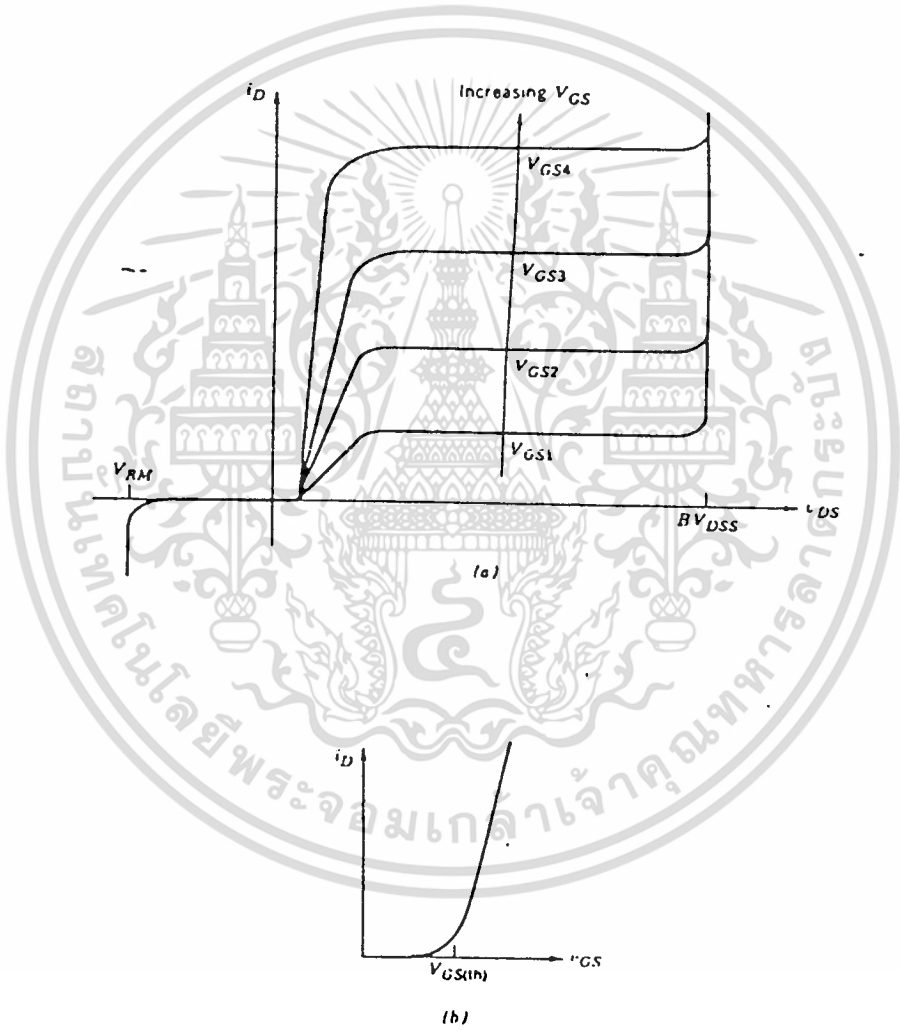
รูปที่ 3.3 แสดงโครงสร้างในแนวดิ่งของ IGBT. ชนิด N



รูปที่ 3.4 แสดงภาพด้านบนของ IGBT.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 3.5 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_D และ V_{OS} ลักษณะเหมือนกับของ MOSFET ลักษณะเส้นกราฟเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงของกระแสเดรน และไม่เป็นเชิงเส้น ณ จุดที่กระแสเดรนมีค่าเมื่อ V_{OS} มีค่าต่ำกว่าค่าหนึ่งเรียกว่า $V_{OS(th)}$ (THRESHOLD VOLTAGE) ซึ่ง IGBT. จะอยู่ในสภาวะออฟ หยุดการนำกระแส ความต่างศักย์คร่อมเกตและขอสสูงที่สุดที่ยอมให้ไหลในตัว IGBT. .



รูปที่ 3.5 แสดงคุณลักษณะของกระแส และความต่างศักย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะการทำงาน

การทำงานขั้นพื้นฐานของ IGBT. จะคล้ายกับการทำงานของ MOSFET ซึ่งบริเวณ เดรนดริฟต์จะมีการนำกระแสเมื่อมีการไหลของพาหะส่วนน้อย (เป็นโฮลในกรณีของ IGBT ชนิด N) เข้าสู่บริเวณดริฟต์ การที่มีพาหะส่วนน้อยนี้เกิดจากการเพิ่มขึ้นพิเศษเข้าไปในส่วน ของมอสเฟทที่ชั้นเดรน ดังนั้นในสภาวะ FORWARD BIAS จะมีรอยต่อ PN (J_1) อยู่ระหว่าง ชั้นดริฟต์และส่วนเดรน พาหะที่ถูกขับเข้าไปจะทำให้ความต้านทานของบริเวณดริฟต์ ลดลง และส่งผลต่อกำลังงานสูญเสียในสภาวะออนของมอสเฟทอย่างมาก การใช้วิธีนี้จะช่วยให้ สามารถนำกระแสได้สูงกว่ามอสเฟทที่ใช้แรงดันสูงเท่ากัน เนื่องจาก IGBT. มีลักษณะการ ทำงานพื้นฐานเหมือนกับมอสเฟท คือ ควบคุม การนำกระแสโดยใช้ความต่างศักย์ ถ้าความ ต่างศักย์คร่อมเกตและซอสมีค่าต่ำกว่าเทรช โฮลด์ จะไม่ขึ้นอินเวอร์ชันที่เชื่อมระหว่างเดรน และซอส จะทำให้อุปกรณ์อยู่ในสภาวะออฟ ความต่างศักย์ที่ป้อนระหว่างเดรนและซอสจะ ตกคร่อมรอยต่อ J_2 และจะมีกระแสรั่วน้อย มาก ซึ่งการบล็อกสภาวะการทำงานนี้มีลักษณะ เหมือนกับของมอสเฟท บริเวณดีพลีทชั้นของรอยต่อ J_2 จะขยายไปสู่บริเวณดริฟต์ n^- เพราะ บริเวณ บอดี้เป็นสารชนิดพี มีการใส่สารเจือสูงกว่าบริเวณดริฟต์มาก ถ้าความหนาของชั้นดริ ฟต์กว้าง พอที่จะบรรจุบริเวณดีพลีทชั้นได้โดยไม่ไปประกบกับ บริเวณ P+ INJECTION LAYER แล้ว ชั้นบัฟเฟอร์ n^+ ก็ไม่มีความจำเป็นซึ่งจะทำให้สามารถกันค่าศักดาไฟฟ้ารีเวิร์สได้มาก เท่ากับค่าศักดาไฟฟ้าฟอร์เวิร์สได้ซึ่งสามารถใช้ประโยชน์ได้ในวงจรบางประเภทแต่ก็สามารถ ลด ขนาดของบริเวณดริฟต์ลงได้โดยที่ชั้นดีพลีทชั้นก็ยังขยายตัวได้ตามปรกติภายใต้เงื่อนไขที่ ว่าความ ต่างศักย์ต้องไม่เกินความต่างศักย์เบรกดาวน์ จะมีการใส่บริเวณ BUFFER n^+ ลง เพื่อป้องกัน มิให้ชั้นดีพลีทชั้นไปสัมผัสกับบริเวณ p^+ โดยใส่ลงไปบริเวณระหว่างดริฟต์และ บริเวณ p^+ ดังแสดงในรูป 3.3 IGBT. นี้เรียกว่าแบบ ไม่สมมาตร ความหนาบริเวณดริฟต์ ที่ลดลงจะทำให้ค่าการสูญเสียในขณะออนลดลงด้วยแต่จะทำให้ความสามารถในการทน ศักดาไฟฟ้ารีเวิร์สลดลง เมื่อความต่างศักย์คร่อมเกตและซอสมีค่าสูงกว่าเทรชโฮลด์จะมีชั้น อินเวอร์ชัน ปรากฏขึ้นใต้เกตของ IGBT. ซึ่งจะเชื่อมบริเวณดริฟต์ n^- กับซอส n^- เหมือนกับของ มอสเฟท การไหลของอิเล็กตรอนผ่านชั้นอินเวอร์ชันดังในรูปที่ 3.2 ซึ่งจะมีผลให้บางส่วน ของโฮลใน ชั้นเดรน p^+ ถูกขับเข้าไปในบริเวณดริฟต์ n^- ดังในรูปโฮลที่ถูกส่งผ่านข้ามชั้นดริฟต์ จะทำได้ โดยวิธีดริฟต์ และวิธีการแพร่จะมีเส้นทางเดินที่แตกต่างกันดังแสดงในรูป 3.2 และไป ถึงชั้น บอดี้ของสารพี ซึ่งล้อมรอบบริเวณซอสชนิด n^+ ทันทีที่โฮลไปถึงชั้นบอดี้ชนิด p จะรวม

ตัว อย่างรวดเร็วกับอิเล็กตรอนจากแผ่นโลหะของซอสที่สัมผัสกับชั้นบอดี้ทำให้โฮลที่เพิ่มเข้ามา หายไปอย่างรวดเร็วรอยต่อของชั้นประเภทพีบอดี้และดริฟ n^- จะสะสมโฮลที่มาโดยการแพร่ และทำหน้าที่เป็นส่วนคอลเลคเตอร์ของ PNP TRANSISTOR ที่มีส่วนเบสหนา TRANSISTOR ตัวนี้ ดังแสดงในรูป 3.2 มีชั้นเดรน p^+ เป็นอิมิตเตอร์ ส่วนเบสประกอบด้วยบริเวณดริฟ n^- และคอลเลคเตอร์คือส่วนบริเวณบอดี้ของสาร p

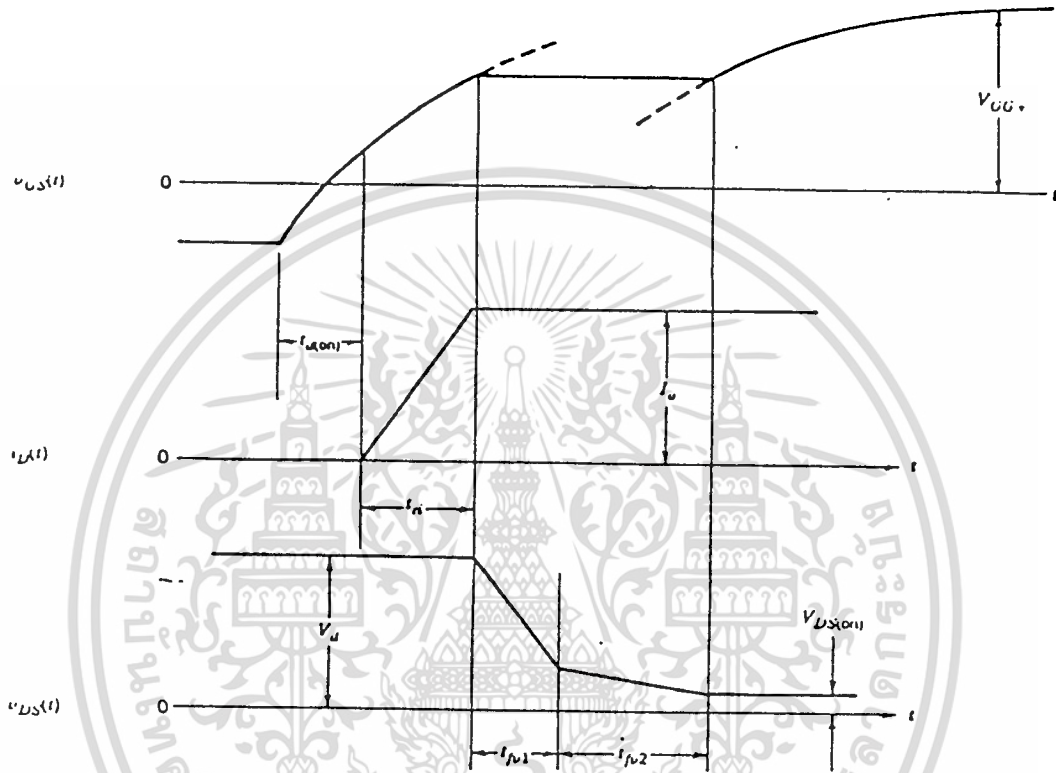
จากที่กล่าวมาข้างต้น วงจรสมมูลย์ของการทำงานของ IGBT. ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.5 ความต้านทานระหว่างขาเบสของ PNP TRANSISTOR และเดรนของมอสเฟทแทนค่าความต้านทานของบริเวณดริฟ n^- แตกต่างจากวงจรดังต้นทั่วไป มอสเฟทที่ทำ หน้าที่เป็นตัวขับจะเป็นส่วนที่ให้กระแสเดรนไหลผ่านทั้งหมดการแบ่งไหลที่เป็นดังนี้เป็นไปตามความต้องการเพื่อไม่ให้ไทรสเตอร์ เทิร์นออนไม่เช่นนั้นจะเกิดการ LATCH UP ในสภาวะ ดังกล่าว ความต่างศักย์ตกคร่อมขณะออน $V_{ds(on)}$ โดยดูตามรูป 3.5 แสดงเป็นสมการ ได้ดังนี้

$$V_{ds(on)} = V_{j1} + V_{drift} + I_d R_{channel}$$

ความต่างศักย์ที่ตกคร่อม V_{j1} เป็นความต่างศักย์ตกคร่อมในสภาวะ forward bias คร่อมรอยต่อ pn มีค่าขึ้นกับค่ากระแสซึ่งอยู่ประมาณช่วง 0.7 - 1.0 volt ค่า ความต่างศักย์คร่อมบริเวณดริฟมีค่าคงที่ซึ่งมีค่าน้อยกว่า V_{drift} ในมอสเฟทมาก เพราะ การกระตุ้นสภาวะนำกระแสของบริเวณดริฟโดยมีประจุส่วนน้อยจากชั้นเดรน p^+ ฉายเข้า ให้ และมีการเพิ่มส่วนดริฟ n^- ก็มีส่วนช่วยลดความต้านทานลงได้มาก ส่วนค่า $R_{channel}$ มีค่าเท่ากับในมอสเฟท

คุณสมบัติของการ SWITCHING

ช่วงขณะอน

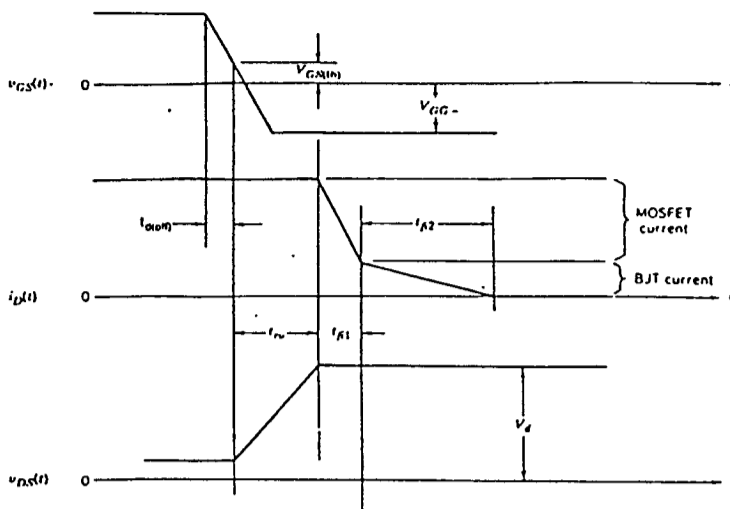


รูป 3.6 แสดงรูปคลื่นของกระแสและความต่างศักย์ขณะอน

จากรูปจะเห็นว่า มีลักษณะเหมือนการอนของมอสเฟตมาก โดยในช่วงอนจะมี ปัจจัยสองอย่างที่ส่งผลต่อลักษณะของการอนในช่วง t_{f2} ตัวแรกคือ ค่าตัวเก็บประจุ ระหว่างขาเกตและเดรนมีค่าสูงขึ้นในส่วนมอสเฟตภายใน IGBT. มีความต่างศักย์ระหว่าง เดรนกับซอสต่ำ ปัจจัยตัวที่สองคือ PNP TRANSISTOR ใน IGBT. จะเปลี่ยนสภาวะการ กระตุ้น (active region) ไปสู่สภาวะการนำกระแสได้ช้ากว่าส่วนของมอสเฟตในตัว IGBT. มากทำให้ ความต่างศักย์คร่อมเดรนและซอสในสภาวะอนไม่ต่ำลงจนถึงค่า $V_{ds(on)}$ ในช่วงแรก ไม่ เหมือนกับในมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงขณะออฟ



รูป 3.7 แสดงรูปคลื่นของกระแสและความต่างศักย์ในขณะออฟ

ข้อแตกต่างระหว่างการเทิร์นออฟของ IGBT. และ MOSFET สามารถพิจารณาได้ ที่รูปคลื่นของกระแสเดรน ซึ่งแตกต่างกันในสองขณะช่วงเวลา คือการตกลงอย่างรวดเร็ว ของกระแสในช่วงเวลา t_{f1} สืบเนื่องมาจากผลการเทิร์นออฟของส่วนที่เป็นมอสเฟตใน ตัว IGBT. ส่วนหางของกระแสเดรนในช่วงเวลาที่สองเนื่องมาจากประจุที่สะสมอยู่ในบริเวณดริฟ n^- เพราะมอสเฟตถูกออฟไปแล้วและไม่มีริเวิร์สโวลต์เตจันจ่ายให้แก่ขั้วของ IGBT. ซึ่งสามารถทำให้เกิดกระแส NAGATIVE CURRENT ของเดรนไม่มีทางที่จะเคลื่อนย้ายประจุโดยการ CARRIER SWEEP OUT วิธีเดียวที่ประจุเกินเหล่านี้จะถูกกำจัดไปได้คือให้พิจารณาในส่วน ของ IGBT. ที่ไม่มีบริเวณบัฟเฟอร์ n^+ ที่โดยการรวมกันในบริเวณ ดริฟ n^- ซึ่งต้องการที่จะ ให้ไอพท์ใหม่ของประจุเกินในบริเวณนี้มีค่าน้อยอยู่แล้วเพื่อทำให้ความ ต่างศักย์ตกคร่อมมีค่า ต่ำ ในสภาวะออนดังนั้นทำให้ช่วงเวลา t_{f2} มีค่าน้อยไปด้วย แต่ช่วง เวลา t_{f2} ที่ยาวขึ้นจะ ทำให้มีการสูญเสียมากขึ้นในขณะออฟซึ่งจะทำให้มีอุณหภูมิสูงขึ้นเนื่อง จากการสูญเสีย จึง ต้องมีการรวมช่อมกันระหว่างค่าการสูญเสียในขณะนำกระแสกับในขณะออฟ การย้ายประจุ ที่สะสมออกจากบริเวณดริฟโดยวิธีการแพร่ไปยังชั้น p^+ เรียกวิธีนี้ว่า BLACK INJECTION สามารถให้เวลาลดลงได้ถ้าฟลักซ์จากการแพร่ของโฮลมีค่ามากพอใน IGBT. ที่ไม่มีบริเวณ บัฟเฟอร์ n^+ จะไม่สามารถมีการแพร่ดังกล่าวได้ เพราะว่าความหนาแน่นของ มีทิศทาง การกระจายความหนาแน่นที่ไม่สามารถทำให้เกิดได้เนื่องจากความหนาแน่นของโฮลในชั้น p^+ มีความหนาแน่นมากกว่าความหนาแน่นของโฮลที่เกินมาในส่วนของบริเวณดริฟ ดังนั้น

ระหว่างเกตและซอส

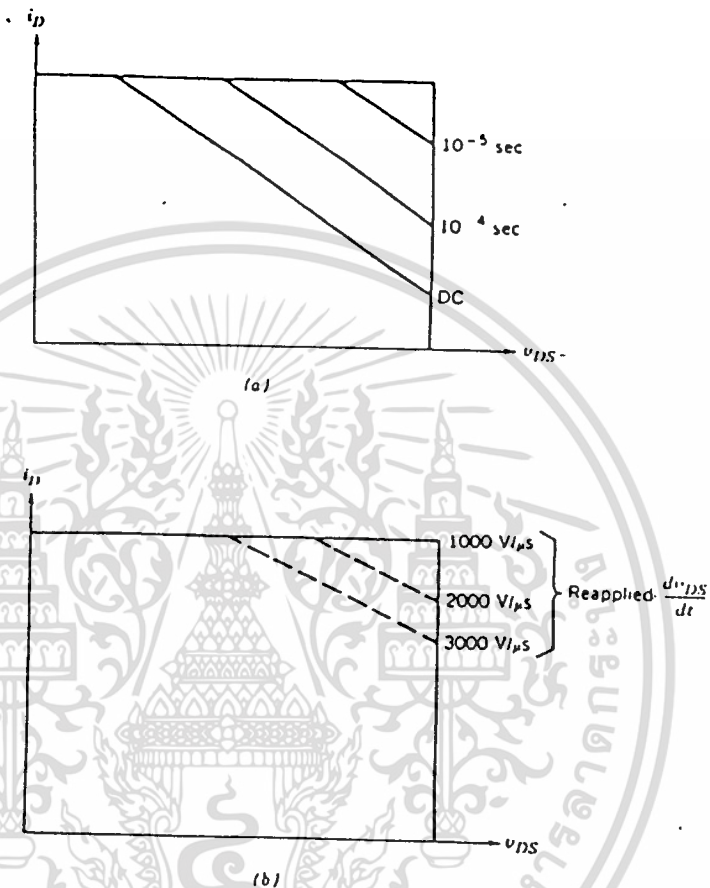
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โพลีเมอร์อินทรีย์จึงถูกกักอยู่ในบริเวณดริฟต์นั้น แต่ใน IGBT. ที่มีบริเวณบัฟเฟอร์ n^+ บริเวณนี้ จะมีโพลีเมอร์ของประจุส่วนเกินสั้นมากและจะทำหน้าที่เสมือนเป็นตัวลดประจุส่วนเกินเหล่านี้ อัตราการรวมตัวที่สูงขึ้นของโพลีเมอร์ในบริเวณบัฟเฟอร์ n^+ จะทำให้ความหนาแน่นของโพลีเมอร์ ค่อย ๆ ลดลงในบริเวณดริฟต์ขณะที่กำลังเทิร์นออฟซึ่งจะทำให้เกิดฟลักซ์จำนวนมากของการแพร่ของโพลีเมอร์ในทิศทางไปยังบริเวณบัฟเฟอร์ ซึ่งจะช่วยให้ส่งเสริมการแพร่ของโพลีเมอร์ออกจากบริเวณดริฟต์เป็นอย่างมาก และทำให้เวลา t_{f2} สั้นลง

ข้อจำกัดของอุปกรณ์ และบริเวณที่สามารถทำงานได้อย่างปลอดภัย

IGBT. มีพื้นที่ที่สามารถทำงานได้อย่างปลอดภัยทั้งในขณะออนและออฟ พื้นที่ที่สามารถทำงานได้อย่างปลอดภัย สำหรับฟอร์เวิร์สไบอัสของ IGBT. ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.8a ที่เวลาในการสวิชชิงต่ำ พื้นที่จะเป็นสามเหลี่ยม แต่เมื่อเวลาในการสวิชชิงสูงขึ้นพื้นที่จะลดลง ผลเนื่องมาจากความร้อน

ในกรณีของฟอร์เวิร์ส ไบอัส ในช่วงเวลาที่ทำการออฟ IGBT. จะเห็นว่าพื้นที่มีส่วนสัมพันธ์กับค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงความต่างศักย์ต่อเวลา ซึ่งเกี่ยวกับการป้องกันการเกิดแลทซ์อัพ ค่ากระแส I_{dm} สูงสุดจะถูกกำหนดไว้โดยมากจะเป็นค่าไดนามิก เพื่อป้องกันการเกิดแลทซ์อัพ ขณะเทิร์นออฟ และยังมีข้อกำหนดค่าความต่างศักย์ระหว่างเกตและซอสตราบที่ไม่เกินความต่างศักย์นี้เมื่อเกิดฟอลต์ (fault) ภายนอก ซึ่งพยายามที่จะทำให้กระแสเดรนสูงกว่า I_{dm} จะทำให้ IGBT. ออกจากสภาวะนำกระแสเข้าสู่สภาวะแควทซ์ฟเมื่อกระแสมีค่าคงที่ไม่ขึ้นอยู่กับความต่างศักย์ระหว่างเดรน และซอส ภายใต้สภาวะดังกล่าว IGBT. ต้องสามารถเทิร์นออนได้เร็วที่สุดเท่าที่จะทำได้ เพราะจะทำให้มีกำลังงานสูงสุดในขณะดังกล่าว เพื่อป้องกันการเกิดแลทซ์อัพ และยังสามารถควบคุมกระแสเดรนได้ด้วยความต่างศักย์ระหว่างเกตและซอส



รูป 3.8 a) พื้นที่ย่านปลอดภัยในการทำงาน สำหรับ forward bias
b) พื้นที่ย่านปลอดภัยในการทำงาน สำหรับ reverse bias

เมื่อความต่างศักย์ระหว่างเกทและซอสอยู่ระหว่าง 10 - 15 โวลต์ กระแสเดรนค่า 4 - 10 เท่าของกระแสพิกัดสามารถยอมรับได้ จากการทดลองยืนยันว่าอุปกรณ์สามารถทนกระแสดังกล่าวได้เป็นเวลา 5 - 10 ไมโครวินาที ขึ้นอยู่กับค่าความต่างศักย์ระหว่างเดรนและซอส และสามารถเทิร์นออฟได้ด้วยค่าความต่างศักย์ระหว่างเกทและซอส ค่าความต่างศักย์สูงสุดระหว่างเดรนและซอสที่ยอมรับได้นั้นขึ้นอยู่กับค่าความต่างศักย์เบรกดาวนของ PNP TRAN - SISTOR ค่าของ PNP TRANSISTOR มีค่าต่ำมาก ดังนั้นความต่างศักย์เบรกดาวนที่ต้องสนใจเป็นพิเศษคือ BV_{CEO} เป็นค่าเบรกดาวนบริเวณ ดริฟ (รอยต่อ J₂)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ สงวนลิขสิทธิ์ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นจำเป็นต้องใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอุณหภูมิสูงสุดของรอยต่อ IGBT. 150 องศาเซลเซียส คุณสมบัติที่เป็นที่ต้องการของ IGBT. ก็คือความต่างศักย์คร่อมระหว่างเดรนและซอสมีค่าเปลี่ยนแปลงน้อยมาก ระหว่างที่อุณหภูมิเปลี่ยนแปลงตั้งแต่อุณหภูมิต่ำจนถึงอุณหภูมิสูงสุด ต่างกับมอสเฟตที่มีความต่างศักย์ตกคร่อมสูงขึ้น เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น ทำให้วงจรป้องกันไม่ค่อยมีความจำเป็นนัก สำหรับการทำงานที่อยู่ในย่านการทำงานที่ปลอดภัย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

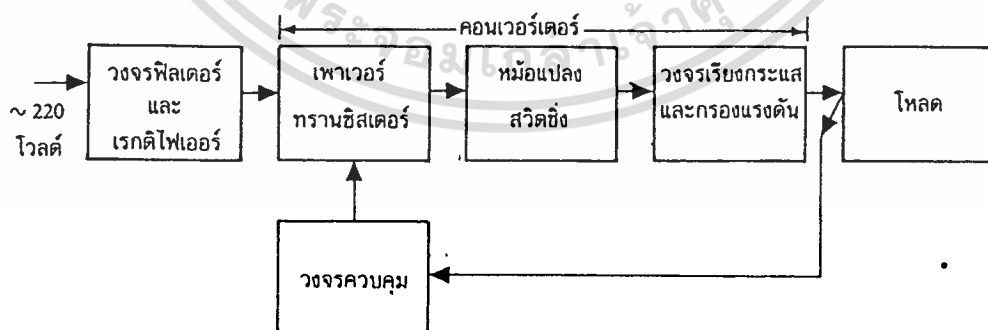
บทที่ 4

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Power Supply)

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟตรง คงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำได้เพื่อให้ใช้งานในอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกับวงจรแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้นหรือเรียกว่า ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย แต่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะมีข้อดีกว่าแบบลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายคือจะมีประสิทธิภาพสูงกว่า ขนาดเล็กและมีน้ำหนักเบา ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายนั้นขณะใช้งานจะมีแรงดันและกระแสผ่านตัวหม้อแปลงตลอดเวลากำลังงานสูญเสียที่ input ของหม้อแปลงจะมีค่าสูง ส่วนใหญ่ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะใช้ power transistor ต่ออนุกรมที่ output เพื่อจ่ายกระแสและแรงดัน กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะมีค่าสูงและต้องใช้แผ่นระบายความร้อนที่มีขนาดใหญ่ และมีน้ำหนักมาก ปกติลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย จะมีประสิทธิภาพประมาณ 30%-50% เท่านั้น ซึ่งนับว่าค่อนข้างต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีประสิทธิภาพอยู่ในช่วง 65% - 80%

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายทำงานอย่างไร

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมีองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนจนเกินไป และมีองค์ประกอบพื้นฐานที่คล้ายคลึงกัน สำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายทั่วไปแสดงได้ดังรูป



รูป 4.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

หัวใจสำคัญของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่คอนเวอร์เตอร์เนื่องจากจะเป็นตัวลดทอนแรงดันและคงค่าแรงดันที่ output ด้วย ส่วนองค์ประกอบการทำงานจะมีดังนี้

แรงดันไฟสลับ 220 V. จะผ่านเข้ามาทาง RFI ฟิวเตอร์เพื่อกรองสัญญาณรบกวน และจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าสูงด้วยวงจร เรกติไฟเออร์ หรือถ้าหากไม่ใช่แรงดันไฟสลับอาจจะใช้แรงดันไฟตรงจาก battery ก็ได้ โดยไม่ต้องใช้ภาค Filter & Rectifier เพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์ โดยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วง ๆ ด้วย ความถี่สูงประมาณ 20-200 กิโลเฮิร์ต หลังจากนั้น ก็จะผ่านไปยังหม้อแปลงสวิตชิงเพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลงที่ output ของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและแรงดันให้เรียบเสียก่อนจึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการ Feedback ค่าแรงดัน output กลับมายังวงจรควบคุมเพื่อควบคุมการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้มีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นหรือน้อยลงตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่ output ซึ่งจะมีผลให้แรงดันที่ output คงที่ได้

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับการจัดลักษณะวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันออกไปการจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้คือ

1. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่าง input กับ output ของคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดัน input ที่จะนำมาใช้กับ คอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์ มี output หลายค่าแรงดัน
6. การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI/EMI ของตัวคอนเวอร์เตอร์

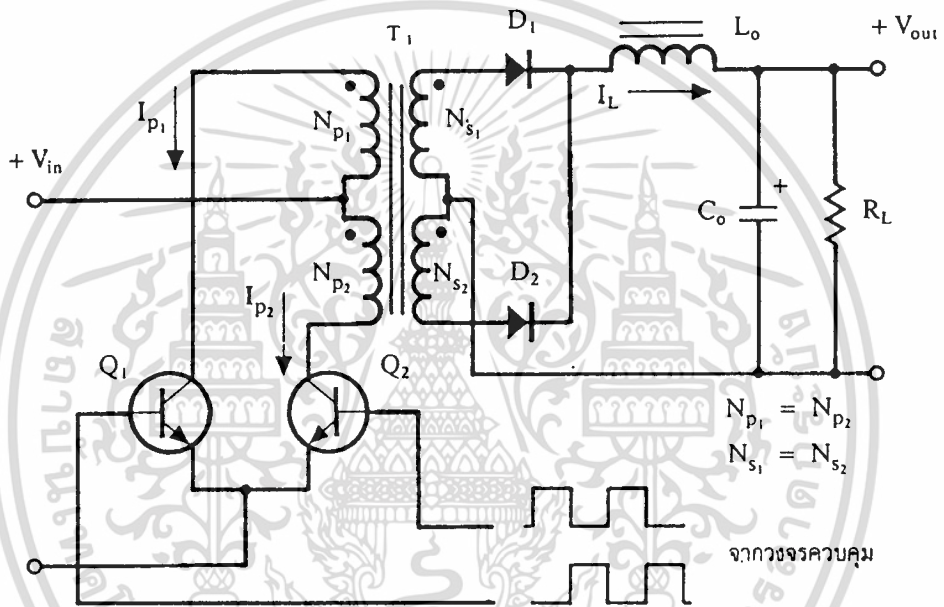
คอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้เป็นหลักประกันในตลาดอุตสาหกรรมของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายคือ

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback converter)
2. ฟอรวอร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward converter)
3. พูช-พูล คอนเวอร์เตอร์ (Push-pull converter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 4. ฮาล์ฟ-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ (Half-bridge converter)
- 5. ฟูล-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ (Full-bridge converter)

แต่คอนเวอร์เตอร์ที่จะนำมาใช้งานใน Project ขึ้นนี้ จะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์ แบบ Push-pull converter ซึ่งจะขออธิบายการทำงานของส่วนนี้เพียงส่วนเดียว วงจรคอนเวอร์เตอร์ แบบ Push-pull แสดงดังรูป



รูป 4.2 แสดงวงจรพื้นฐานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

วงจร Push-pull converter เป็น converter ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงสุด ตั้งแต่ 500 วัตต์ ขึ้นไปแต่มีข้อเสียคือมักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลง ซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่ายอย่างไรก็ตามในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแสจะทำให้ลดปัญหานั้นลงได้จากรูปวงจร Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงาน คือจะสลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลา การทำงานเมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะไบอัสกลับ แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง และนำกระแสผ่าน Lo ไปยังโหลด เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส Q2 จะเริ่มนำกระแส D2 จะอยู่ในลักษณะไบอัสกลับ และ D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง และนำกระแสผ่าน Lo ไป ยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้นโหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลา.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าเวลาเพื่อสำหรับ Push-pull converter (T_d)

การกำหนดค่าเวลาเพื่อ (dead time) ไว้เพื่อไม่ให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีช่วงเวลานำกระแสมากเกินไปทั้งสองตัว จะทำให้เกิดเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวขณะนำกระแสจะมีค่าเท่ากับค่าของแรงดัน input และทำให้เกิดการพังเสียหายได้ ดังนั้นการกำหนดค่าเวลาเพื่อ T_d สำหรับช่วงเวลานำกระแสให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 จะช่วยป้องกันปัญหาที่กล่าวมาได้ ค่าเวลาเพื่อ T_d โดยทั่วไปจะกำหนดไว้ประมาณ 20% ของครึ่งคาบเวลาดังนั้นเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 จึงไม่ควรมีค่าเกิน



รูป 4.3 แสดงการกำหนดค่าเวลาเพื่อ T_d ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์.

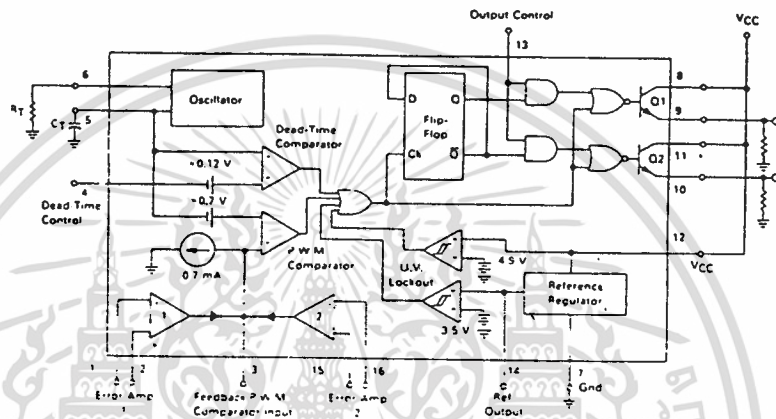
เวลาควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบจะคงค่าแรงดัน output ได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแส (t_{on}) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของ converter โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์ชวิตช์มอดูเลชัน (pulse width modulation) หรือ PWM เป็นหลัก การใช้ PWM เพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของ Power transistor ใน converter สามารถทำได้สองลักษณะการทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส.

การทำงานในโหมดควบคุมแรงดันนั้นจะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่ output มาควบคุมช่วงเวลาการนำกระแส ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ว่าจะให้นำกระแสน้อยลงหรือมากขึ้นอย่างเช่นเมื่อแรงดันที่ output มีค่าน้อยเกินไป ก็จะทำให้ช่วงเวลา on ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีเวลานานขึ้น แต่ถ้าแรงดัน output มีค่ามากเกินไปก็จะทำให้ช่วงเวลา on ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้น้อยลง ดังนั้น output ที่ได้จึงมีลักษณะคงที่ ส่วนการทำงานในโหมดของกระแสนั้นก็จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ output มาควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เช่นเดียวกับโหมดควบคุมแรงดันคือถ้าโหลดที่ output ดึงกระแสมากก็จะควบคุมให้ช่วงเวลา on ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีเวลา on มากขึ้นแต่โหลดที่ output ดึงกระแสน้อยก็จะควบคุมให้ช่วงเวลา on ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีเวลา on น้อยลง

ไอซีเบอร์ TL494 สำหรับโหมดควบคุมแรงดัน

ไอซีเบอร์ TL494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยการทำงานด้วยโหมดควบคุมแบบแรงดันซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่งการทำงาน สำหรับวงจรควบคุมด้วยวิธี ควบคุมจากแรงดันโครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงดังรูป



รูป 4.4 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL494.

การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรของ TL 494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่คาบเวลาการทำงานของ output pulse กำหนดโดยค่าของ Rt และ Ct จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 คาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

$$T = R_t.C_t / 1.1$$

การทำงานของไอซีในการกำหนดค่าแรงดันของ converter

ความกว้าง output pulse ของไอซีได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 5 กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างทั้ง 2 ตัวที่ PWM comparator ส่วน norgate ที่ควบคุม Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อ Ck ของ flip flop อยู่ในสถานะ low เท่านั้น ซึ่ง Ck จะเป็น low ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจาก output ของ converter หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้าง output pulse ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกันหากแรงดันป้อนกลับมีค่าลดลง ความกว้าง output pulse จะเพิ่มขึ้น

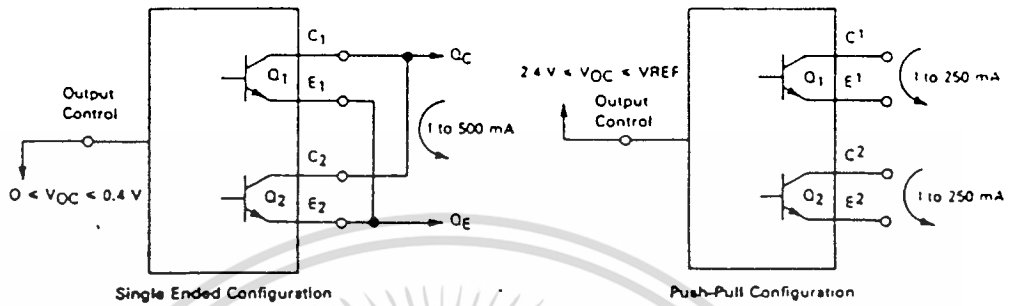
ความจริง output pulse ของไอซีนี้อาจกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5-3.5 V. ส่วน Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะมีช่วง input commonmode ตั้งแต่ $-0.3 - (V_{cc} - 2)$ โวลต์และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันและกระแสของ output converter ได้จะให้ output ในลักษณะสถานะ high โดยต่อกันในลักษณะ or ที่ขา non-inverting ของ PWM comparator การต่อกันในแบบนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้าง output pulse ต่ำสุดจะเป็นตัวควบคุมความกว้างของ output pulse ของไอซี

การกำหนดค่าเวลา Td

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดเวลาเพื่อ Td ของวงจรได้เองโดยการต่อแรงดันระหว่าง 0.3-3 V. หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 V. ค่าเวลาเพื่อต่ำสุดจะไม่ต่ำกว่า 4% ของคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดัน offset 120 mV. ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา Ton สูงสุด 48% ของคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 output control กับ +5V. และ 96% เมื่อต่อขา 13 ลง ground

การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่ output ของขาไอซี

output Q1-Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 mode คือการทำงานพร้อมกันหรือสลับกันทำงาน โดยเลือกที่ขา 13 โดยขณะที่ Ct discharge output ของ dead time comparator จะให้ pulse ออกมา Ck จะมีสถานะเป็น High โดยต่อเข้ากับขา 4 ดังนั้น Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะ flip flop เพื่อใช้กับ Converter แบบ push pull ในกรณีคาบเวลาจะเป็น 2 เท่าของ OSC แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น low Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันในกรณีนี้ คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับ คาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของ



รูป 4.5 แสดงลักษณะการเลือกใช้อาต์พุทของ TL 494

TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงช่วง 7-40 โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน 5 โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 mA. เพื่อใช้กับวงจรภายนอก

การออกแบบวงจร push pull converter

รายละเอียดแสดงการคำนวณและผลการทดลองของวงจรตามข้อกำหนดตามที่ ต้องการคือต้องการออกแบบ push pull converter ที่ทำงานในช่วงแรงดันไฟตรงอินพุท 36-40 โวลต์ ให้แรงดันเอาต์พุท 15.0-15 โวลต์ กระแส 1 แอมป์ ทำงานที่ความถี่ 55 KHz

ความถี่ sawtooth ที่ขา 5 และขา 6 ของไอซีโดยกำหนดความถี่ sawtooth เท่ากับ 110 KHz จาก

$$f = (1.1/R.C)$$

$$R = 10 \text{ K}\Omega ; C = 0.001 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

$$f = 1.1 / (10 \cdot 10^3 \cdot 0.001 \cdot 10^{-6})$$

$$= 110 \text{ KHz}$$

ความถี่ที่ใช้ในการสวิตซ์ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเท่ากับ $110 \text{ KHz} / 2 = 55 \text{ KHz}$

คาบเวลาในการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวจะเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} T &= 1/f \\ &= 1/55 \times 10^3 \\ &= 18.18 \times 10^{-6} \text{ S} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{กำหนด } t_{on}(\text{max}) &= 0.4.T \\ &= 0.4 \times 18.18 \times 10^{-6} \\ &= 7.272 \times 10^{-6} \text{ S} \end{aligned}$$

กำหนดอัตราส่วนจำนวนรอบ Np/Ns

โดย

$$\begin{aligned} N_p &= \text{จำนวนรอบของขดลวดทางด้าน primary} \\ N_s &= \text{จำนวนรอบของขดลวดทางด้าน secondary} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} N_p/N_s &= (V_{in}(\text{min}) - V_{ce}(\text{sat}) * t_{on}(\text{max})) / (V_o + V_d) * (T/2) \\ &= ((36-1) * 2 * 7.272 * 10^{-6}) / ((15+1) * 18.18 * 10^{-6}) \\ &= 1.75 \end{aligned}$$

$$N_p = ((V_{in}(\text{min}) - V_{ce}(\text{sat}) * t_{on}(\text{max}) * 10^8) / (B(\text{max}) * A_e))$$

Ae = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์

B = ค่าความหนาแน่นของฟลักแม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเหล็ก

$$N_p = ((36-1) * 7.272 * 10^{-6} * 10^8) / (1000 * 1.21)$$

$$= 21.03$$

$$= 22 \text{ รอบ}$$

$$N_p/N_s = 1.75$$

$$N_s = N_p / 1.75$$

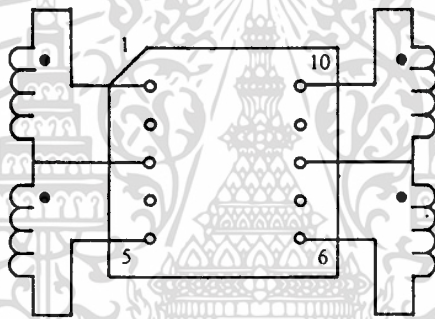
$$= 22 / 1.75$$

$$= 12.57$$

$$= 13 \text{ รอบ}$$

การพันขดลวดสำหรับหม้อแปลง (บ๊อบบิ้น EI-33)

1. ขดลวดไพรมารี 1-3 (Np1) ให้เริ่มต้นพันที่ขา 1 ไปสิ้นสุดที่ขา 3 จำนวน 22 รอบ
2. ขดลวดไพรมารี 3-5 (Np2) ให้เริ่มต้นพันที่ขา 3 ไปสิ้นสุดที่ขา 5 จำนวน 22 รอบ
3. ขดลวดเซคันดารี 10-8 (Ns1) ให้เริ่มต้นพันที่ขา 10 ไปสิ้นสุดที่ขา 8 จำนวน 13 รอบ ทิศทางเดียวกับขดลวดไพรมารี (Np1)
4. ขดลวดเซคันดารี 8-6 (Ns2) ให้เริ่มต้นพันที่ขา 8 ไปสิ้นสุดที่ขา 6 จำนวน 13 รอบ ทิศทางเดียวกับขดลวดไพรมารี (Np1)



รูป 4.6 แสดงการพันขดลวดบ๊อบบิ้น

* $B = 1000$ เกาส์

$A_e = 1.21$ ตารางเซนติเมตร

ผลการทดลอง

(ในส่วน SWITCHING POWER SUPPLY)

เมื่อต่อวงจรตามรูปโดยยังไม่ต่อขา 1 และขา 8 ของไอซี เข้าขาเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แล้วลองวัดสัญญาณ sawtooth ที่เกิดขึ้นที่ขา 5 ของไอซีปรากฏว่าจะมีสัญญาณ sawtooth ออกมาที่ความถี่ประมาณ 110 KHz และมี Amplitude 4.4 Vp-p จากนั้นนำ Scope ไปวัดสัญญาณที่ขา 11 และขา 8 ของไอซีก็จะได้สัญญาณออกมาเป็นรูปพัลส์ รูปพัลส์ที่ได้จากขา 11 และขา 8 ของไอซีจะสลับกันทำงานคือจะมีขอบขาขึ้นที่เวลาต่างกันและขอบขาลงที่เวลาต่างกันด้วยเนื่องจากต้องการให้ทรานซิสเตอร์ภายในไอซีสลับกันทำงานโดยการต่อขา 13 เข้ากับขา 14 ซึ่งเป็นแรงดันอ้างอิง 5 โวลต์และความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่ออกมาจากขา 11 และขา 8 ของไอซีนั้นจะมีความถี่ประมาณ 55 KHz ทั้งสองขาและจะมี Amplitude 0.7 Vp-p จะสังเกตได้ว่าความถี่ที่ออกมาจากขา 11 และขา 8 นั้นจะเป็นครึ่งหนึ่งของสัญญาณ sawtooth ก็เพราะเป็นการทำงานแบบ Flip-Flop นั่นเอง โดยความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่ได้นั้นสามารถควบคุมให้มีความกว้างเท่าไรก็ได้โดยการป้อนแรงดันที่ขา 4 ประมาณ 0 - 3.5 Volt โดยที่ขา 1,2,3,15,16 จะต้องต่อลงกราวด์ให้หมดนั่นคือจะไม่มีการต่อ Feed back ให้กับวงจร ดังนั้นความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่จะไป Drive ให้กับ Power Transistor จะไม่ขึ้นอยู่กับโหลดเพราะไม่มีการ Feed back แต่จะขึ้นอยู่กับแรงดันที่ป้อนให้กับขา 4 เพียงอย่างเดียวและจากการทดลองเมื่อลองเปลี่ยนค่า R กับ C ที่ต่อที่ขา 6 และ ขา 5 ดู ก็จะทำให้ความถี่ของสัญญาณ Sawtooth เปลี่ยนไปก็จะทำให้สัญญาณความถี่ที่ขา 8 และขา 11 เปลี่ยนตามไปด้วยดังนั้นความถี่ในการสวิตของวงจรเราก็สามารถกำหนดได้ด้วยค่า R และค่า C ดังกล่าวและที่สำคัญที่สุดความถี่ที่ใช้ในการ Drive Power transistor จะต้องไม่เกินจุดที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์สามารถทำงานได้ซึ่งจะมีบอกไว้กับเบสทรานซิสเตอร์แต่ละตัว และความถี่ที่ใช้ ต้องมีความถี่ที่ไม่สูงจนทำให้เกิดการอิมพัลส์ของพัลส์แม่เหล็กด้วยซึ่งความถี่สูงสุดที่ใช้กับแกน EI แต่ละขนาดก็ได้จากคู่มือของแต่ละขนาดนั่นเอง จากวงจรจะใช้ความถี่ในการสวิต 55 KHz ซึ่งอยู่ในช่วงที่ Power transistor และแกน EI ทำงานได้ โดยไม่เกิดการ cutoff หรือเกิดการอิมพัลส์ช็อก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรากฏว่าแรงดันตกกลางเหลือประมาณ 15 โวลต์ดังนั้นกระแสที่สวิตช์สามารถจ่ายได้คือ 1 A. ซึ่งถือว่าตรงตามที่เราต้องการแล้วส่วนแรงดันที่ Vout ขณะต่อโหลดสามารถปรับปรุงให้มีค่ามากขึ้นได้ด้วยการปรับแรงดันที่ขา 4 ของไอซีโดยแรงดัน Vout จะเพิ่มขึ้นประมาณ 1-2 โวลต์ การที่เราปรับให้แรงดัน Vout เพิ่มขึ้นก็แสดงว่าเราปรับให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสอง on มากขึ้นนั่นเอง จนทำให้สามารถจ่ายกระแสออกมาได้เนื่องจากวงจรสวิตช์ที่เราสร้างขึ้นเพื่อนำไปเลี้ยงวงจรหลักซึ่งวงจรหลักนั้นจะต้องแยกกราวด์ออกจากกันทุกส่วนทุกภาคดังนั้นเราจะไม่ต่อชุด Feed back ให้กับวงจรสวิตช์ซึ่งจะก่อให้เกิดความยุ่งยากในการต่อระบบกราวด์มากดังนั้น จากสวิตช์ที่สร้างขึ้นนั้นไม่จำเป็นต้องต่อ Feed back เพราะโหลดของเราในที่นี้คือพวก IC OP-Amp ต่าง ๆ ซึ่งจะมีค่าโหลดที่คงที่ดังนั้นการ Feed back ก็ไม่จำเป็นสักเท่าไร เพราะการที่ใส่วงจร Feed back ก็เพราะว่าต้องการใช้กับโหลดที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา และต้องการรักษาระดับแรงดันให้คงที่จึงจำเป็นต้องใช้วงจร Feed back จากการทดลองจากวงจร เมื่อไม่มีการ Feed back จะไม่มีผลต่อกระแสที่ output วงจรก็ยังสามารถจ่ายกระแสได้อย่างสม่ำเสมอไม่มีปัญหาอะไรเกิดขึ้นวงจรยังสามารถทำงานได้ตามปกติ เนื่องจากวงจรสวิตช์ที่เพอร์เวอร์ซัพพลายที่จะต้องใช้ใน Project นี้ต้องการที่จะต้องแยกกราวด์ของวงจรแต่ละส่วนของวงจรออกจากกันโดยเด็ดขาดฉะนั้นกราวด์ในส่วนของวงจรสวิตช์จะต้องถูกแยกออกจากกันโดยเด็ดขาดทั้งทางด้านขดลวด Primary และทางด้านขดลวด Secondary โดยจะใช้หม้อแปลงสวิตช์เป็นตัวแยกกราวด์ จากผลการทดลองที่ผ่านมาถ้าต้องการจะให้ O/P ที่ได้มีค่าแรงดัน O/P คงที่คือได้ บวกลบ 15 โวลต์ จะต้องมีการ Feed Back จากทางด้าน O/P ไปทางด้าน I/P ดังนั้นทั้งทางด้าน O/P และ I/P จะต้องมีการกราวด์ร่วมกันซึ่งไม่สามารถนำแรงดันที่ได้ไปใช้กับวงจรหลักได้เพราะจะทำให้เกิดการเสียหายหรือ Short Circuit ภายในวงจรได้ ดังนั้นจึงต้องตัดส่วนของกราวด์ Feed Back ออกไป แต่แรงดัน O/P ที่ได้จะต้องมีค่าคงที่ +15 โวลต์ หรือ -15 โวลต์ อย่างเดิม การที่จะทำให้ O/P ที่ได้มีค่าคงที่ได้นั้นก็สมารถทำได้โดยการใช้ IC เรกกูเลเตอร์ 7815. และ 7915 โดยไม่ต้องมีการ Feed Back ไปทางด้าน I/P

แรงดันที่ออกมาจากขดลวดทางด้าน Secondary ที่ผ่านการเรกติไฟร์แล้วจะมีค่าแรงดันอยู่ค่าหนึ่งซึ่งจะมีแรงดันอยู่ประมาณ 21 โวลต์ ซึ่งแรงดันนี้สามารถเปลี่ยนได้เล็กน้อยโดยการปรับค่า VR ที่ถูกต่อเข้ากับขา 4 ของ IC เบอร์ TL 494 ซึ่งจะเป็นตัวที่จะทำให้พัลส์ O/P ที่ออกไป Drive Power Transistor มีความแคบหรือกว้างดังที่ได้กล่าวมาแล้วในผลการทดลองที่ 1 จึงจะไม่ขอกล่าวอีก เมื่อได้แรงดันที่ผ่านการฟิลเตอร์ก็จะนำไปเข้า IC เรกกูเล

แรงดัน O/P ที่ได้ก็จะคงที่คือ +15 โวลท์และ -15 โวลท์ โดยที่ตัว IC เรกกูเลทจะมีแรงดันตกคร่อมตัวมันเองเพียงแค่ 5 โวลท์ซึ่งมีค่าน้อยและกำลังสูญเสียภายในตัว IC เรกกูเลทก็ถือว่าค่อนข้างน้อยเพราะวงจรหลักจริงๆจะกินกระแสค่อนข้างน้อยมากซึ่งจะไม่มีผลต่อตัว IC เรกกูเลทมากนักก็ถือว่าวงจรนี้สามารถยอมรับได้และกราวด์ทั้งทางด้าน I/P และ O/P ของวงจรก็ถูกแยกออกจากกันโดยเด็ดขาด

ปัญหาจากการทดลองเนื่องจากผลการทดลองในทอมในที่ 1 นั้นจะใช้ Power Supply เป็นตัวป้อนแรงดันทางด้าน I/P ให้กับวงจรสวิตซ์ซึ่งคือประมาณ 40 โวลท์ดีซี แต่การนำไปใช้งานจริงๆนั้นจะต้องใช้ไฟจาก Battery ซึ่งต่ออนุกรมกัน 3 ลูกซึ่งจะมีแรงดันประมาณ 36 โวลท์ดีซี เมื่อทำการต่อดูผลปรากฏว่า Power Transistor เกิดการเสียหายทั้ง 2 ตัวและทำให้ IC เบอร์ TL 494 เสียหายไปด้วย ซึ่ง Power Transistor ที่ใช้เป็นเบอร์ TIP-34 ซึ่งทนกระแสสูงสุดได้ 10 แอมป์ และเมื่อลองเอามิเตอร์วัดดูก็พบว่าขา E และขา C ของ Power Transistor Short สมมุติฐานได้ว่าเนื่องจาก Battery มีกระแส Transient สูงกว่า Power Supply อยู่มากดังนั้นขณะเริ่มเปิดสวิตซ์วงจรให้ทำงานจะเกิดการกระชากของกระแสจาก Battery และกระแสที่เกิดขึ้นนี้มีค่ามากกว่ากระแสสูงสุดที่ขา C ของ Power Transistor จะทนได้จึงทำให้เกิดการทะลุที่ขา C และขา E จึงเป็นเหตุให้ Power Transistor เกิดการเสียหาย และเป็นการป้องกันไม่ให้ IC เบอร์ TL 494 มีไฟเลี้ยงเกินจนมากเกินไปจึงต้องมีการรักษาระดับแรงดันไฟเลี้ยงที่ตัว IC 494 ให้มีค่าคงที่โดยใช้ Zener Diode ขนาด 26 โวลท์ ซึ่งจะช่วยรักษาระดับแรงดันไฟเลี้ยง IC ให้มีค่าคงที่ได้

Power Transistor เบอร์ TIP-36 สามารถทนกระแส I_c สูงสุดได้ถึง 25 แอมป์ซึ่งสามารถทนกระแส I_c ได้มากกว่าเบอร์ TIP-34 ถึงหนึ่งเท่าครึ่ง ดังนั้นจึงนำเอาเบอร์ TIP-36 มาใช้แทนเบอร์ TIP-34 ซึ่งทั้ง 2 เบอร์นี้เป็น Power Transistor ชนิดเดียวกันคือชนิด PNP จึงสามารถนำมาใช้แทนกันได้โดยไม่ต้องดัดแปลงวงจรแต่อย่างใด จากการทดลองเมื่อต่อแรงดันไฟตรง 36 โวลท์ดีซีจาก Battery แล้ว Power Transistor ทั้ง 2 ตัวก็สามารถทำงานได้เป็นปกติทุกอย่างคือสามารถทนต่อกระแสกระชากที่ต่อมาจาก Battery ขณะเปิดสวิตซ์วงจรได้ และแรงดัน O/P ที่ได้ก็มีค่าคงที่คือ +15 โวลท์ และ -15 โวลท์ตามปกติและปัญหาที่พบอีกอย่างหนึ่งคือ Power Transistor ทั้ง 2 ตัวร้อนไม่เท่ากันซึ่งสาเหตุดังกล่าวอาจจะมีสาเหตุมาจาก

1. เกิดจากโครงสร้างภายในของ Power Transistor ของทั้ง 2 ตัวไม่เหมือนกันทุกประการหรือไม่ Match กันจะเป็นผลทำให้ Power Transistor ตัวใดตัวหนึ่งทำงานมากกว่า จึงทำให้เกิดความร้อนไม่เท่ากัน
2. เกิดจากการพันหม้อแปลงสวิตชิงไม่ Balance กันขณะที่ทำการ Tap ออกมา ซึ่งจะทำให้จำนวนรอบไม่เท่ากัน
3. เกิดจากสัญญาณ Pulse ที่ได้มาจาก O/P ที่ขา IC TL 494 มีรูปร่างเพี้ยนไม่เป็นรูป Ideal Pulse ซึ่งก็จะมีผลทำให้ Power Transistor ทำงานไม่เท่ากันจึงทำให้เกิดความร้อนไม่เท่ากัน
4. เกิดจาก Diode Switching มีโครงสร้างภายในไม่เหมือนกัน ที่นำมาใช้ในการเรกติไฟร์ก็จะมีผลให้ Power Transistor นำกระแสไม่เท่ากันจึงทำให้เกิดความร้อนต่างกัน ซึ่งที่กล่าวมาทั้ง 4 ข้อนี้ล้วนแล้วแต่เป็นสาเหตุหลักๆที่ทำให้ Power Transistor ทั้ง 2 ตัวทำงานไม่เท่ากันหรือร้อนไม่เท่ากัน ดังนั้นก่อนที่จะมีการลงมือประกอบจะต้องมีการเช็คอุปกรณ์ทุกอย่างให้พร้อมที่จะทำงานให้เรียบร้อยซะก่อน มิฉะนั้นอาจจะทำให้เกิดปัญหาต่างๆตามมา ส่วนในการออกแบบแผ่นปริ้นท์นั้นที่เป็นปัญหาอีกอย่างก็คือ ถ้าหากเส้นทองแดงมีขนาดเล็กเกินไปก็อาจทำให้เกิดการเสียหายได้เนื่องจากกระแสกระชากจาก Battery ซึ่งจะทำให้ลายทองแดงฉีกขาดได้โดยเฉพาะเส้นที่มีแรงดันไฟ 36 โวลท์ จาก Battery จะต้องมีความหนาใหญ่ๆ ไม่เช่นนั้นจะเกิดการ spark ที่ลายทองแดงทำให้ลายทองแดงฉีกขาดและยังทำให้ Power Transistor เกิดการเสียหายได้อีกด้วย

แผงเซลล์แสงอาทิตย์

แผงเซลล์แสงอาทิตย์ รุ่น M65/S42 ให้กำลังไฟ 42 วัตต์ เป็นรุ่นที่ได้รับการพัฒนาให้นำไปใช้ประโยชน์มากที่สุด คือเป็นแผงรุ่นแรกที่มีระบบควบคุมการชาร์จแบตเตอรี่แบบโพลีโวลตาอิกได้ในตัวเองภายใต้สภาวะการเก็บทุกรูปแบบเหมาะสำหรับระบบที่ใช้แรงดันไฟฟ้าสูงถึง 600 โวลท์ (วงจรเปิด)

แผงรุ่น M65/S42 ประกอบด้วยเซลล์แบบ Single - crystal Silicon จำนวน 30 เซลล์ โดยการผสมผสานคุณสมบัติทางไฟฟ้า ของแผงเซลล์แสงอาทิตย์ เข้ากับแบตเตอรี่ขนาด 12 โวลท์ ซึ่งจะปรับแรงดันไฟขาออกให้เหมาะกับความต้องการของแบตเตอรี่โดยอัตโนมัติ เหมือนเป็นตัวควบคุมการชาร์จไฟที่ปรับได้อย่างละเอียดเมื่อแบตเตอรี่ชาร์จไฟจนจะเต็มแล้วแรงดันไฟฟ้าจะเพิ่มขึ้น และกระแสไฟขาออกในอัตราชาร์จปกติ คือราวๆเกือบ 3 แอมป์ จะลดลงเหลือไม่ถึง 0.5 แอมป์ ระบบนี้จะช่วยควบคุมแบตเตอรี่ให้อยู่ในระดับใกล้เคียงกับระดับที่ชาร์จเต็ม เป็นการป้องกันแบตเตอรี่ชาร์จเกินอัตรา

ระบบการทำงานของแผงรุ่นนี้มีเพียงแบตเตอรี่ 1 ลูก (ขนาดความจุ 100 แอมป์/ชั่วโมง ระบบ 12 โวลท์) ต่อการใช้แผง 1 แผง ทำให้แทบไม่ต้องมีการบำรุงรักษาเลย และมีความเชื่อถือมากขึ้นเพราะแผงมีระบบปรับแรงดันไฟฟ้าในตัวเอง ไม่ต้องมีตัวควบคุมการชาร์จแบตเตอรี่เป็นการช่วยประหยัดค่าใช้จ่าย ไม่มีเสียงรบกวนและไม่มีชิ้นส่วนที่เคลื่อนไหว

ด้วยระบบที่เรียบง่ายแต่มีประสิทธิภาพทำให้แผงรุ่น M65/S42 ได้รับการออกแบบให้ทนทานต่อสภาพแวดล้อมเก็บทุกรูปแบบได้เป็นอย่างดี ด้านหน้าแผงสามารถให้แสงทะลุผ่านไปยังเซลล์ได้มากเซลล์แสงอาทิตย์มีขนาดใหญ่ขึ้นจึงมีพื้นที่แสงได้มากขึ้น ด้านหลังแผงรองรับด้วยแผ่นโพลีเมอร์ซึ่งทนต่อการขีดข่วนและฉีกขาด ขอบแผงหุ้มด้วยอลูมิเนียมอะโนไดส์ซึ่งมีคุณสมบัติ เบา ทนทาน และไม่เป็นสนิม กล่องรวมสายไฟซึ่งติดอยู่ด้านหลังของแผงแยกเป็นขั้วบวกและขั้วลบเพื่อสะดวกแก่การต่อสายไฟไปใช้ภายในกล่องมี by-pass diode ติดอยู่เพื่อลดการสูญเสียพลังงานจากเซลล์หรือแผง ในกรณีที่มีเงาบังทับเซลล์

คุณลักษณะของแผง

- ประกอบด้วยเซลล์แสงอาทิตย์แบบ Single - Crystal Silicon เพื่อให้สามารถรับพลังงานแสงอาทิตย์มาเปลี่ยนเป็นพลังงานไฟฟ้าได้อย่างมีประสิทธิภาพ ทั้งจากแสงโดยตรงและแสงกระจาย

- ผิวหน้าเซลล์แสงอาทิตย์ได้รับการออกแบบให้เคลือบสารชนิดพิเศษเพื่อป้องกันกรณีแสงสะท้อนกลับ

- การเชื่อมต่อวงจรระหว่างเซลล์ใช้แถบโลหะ 2 แถบ แบบคู่ขนาน เพื่อให้เซลล์แสงอาทิตย์มีประสิทธิภาพการทำงานต่อเนื่องแม้เซลล์ใด เซลล์หนึ่งจะได้รับความเสียหาย

- เซลล์ถูกเคลือบอยู่ระหว่างชั้นของ Ethylene Viny Acetate (EVA) เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการป้องกันความชื้น

- ด้านหลังของเซลล์รองรับด้วยแผ่นโพลีเมอร์เพื่อให้ทนทานต่อการขีดข่วนหรือฉีกขาด

- โลหะหุ้มขอบเป็นอลูมิเนียมที่มีน้ำหนักเบา ทนทาน และไม่เป็นสนิม

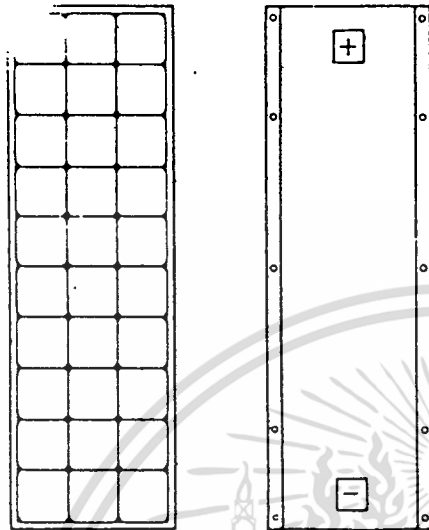
- กล่องรวมสายไฟแยกเป็นสองกล่อง ขั้วบวก และขั้วลบมีฝาปิด - เปิด ระบบล็อกอัตโนมัติ เพื่อความปลอดภัย และทนทานต่อสภาพแวดล้อมได้ดี

- การต่อวงจรภายในกล่องรวมสายไฟมี Bypass Diode เพื่อช่วยให้เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าเป็นไปตามปกติ และป้องกันการสูญเสียพลังงาน

- อัตราการรั่วของกระแสไฟฟ้าน้อยกว่า 40 ไมโครแอมป์ ที่ 3000 โวลต์ ดี. ซี.

- อุณหภูมิของเซลล์ขณะทำงานปกติ 47 องศาเซลเซียส

- ได้ผ่านการทดสอบจากห้องทดลองในสภาวะการใช้งานที่กว้างกว่า - 40 ถึง + 90 องศาเซลเซียส และที่ความชื้นสัมพัทธ์ 0 - 100 %



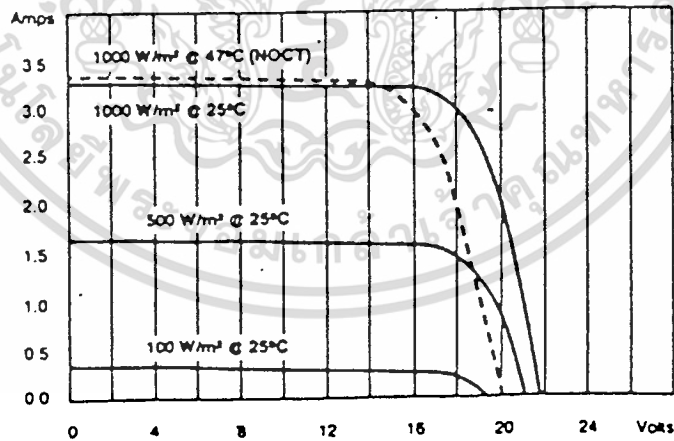
คุณลักษณะทางกำลัง

รุ่น	M65/S42
กำลังวัตต์ปกติ $\pm 10\%$	42 วัตต์
กระแสไฟฟ้าปกติที่โหลด	2.90 แอมป์
แรงดันไฟฟ้าปกติที่โหลด	14.5 โวลท์
กระแสไฟฟ้าปกติเมื่อลัดวงจร	3.26 แอมป์
แรงดันไฟฟ้าปกติเมื่อวงจรเปิด	18.0 โวลท์
ขนาด	
ความยาว 42.6 นิ้ว	1083 มม.
ความกว้าง 13 นิ้ว	330 มม.
ความหนา 1.4 นิ้ว	36 มม.
น้ำหนัก 10.5 ปอนด์	4.8 กก.

(วัดที่ 1000 W/m^2 Insolation, AM 1.5 spectrum และที่ อุณหภูมิเซลล์ 25°C)

@ 25°C

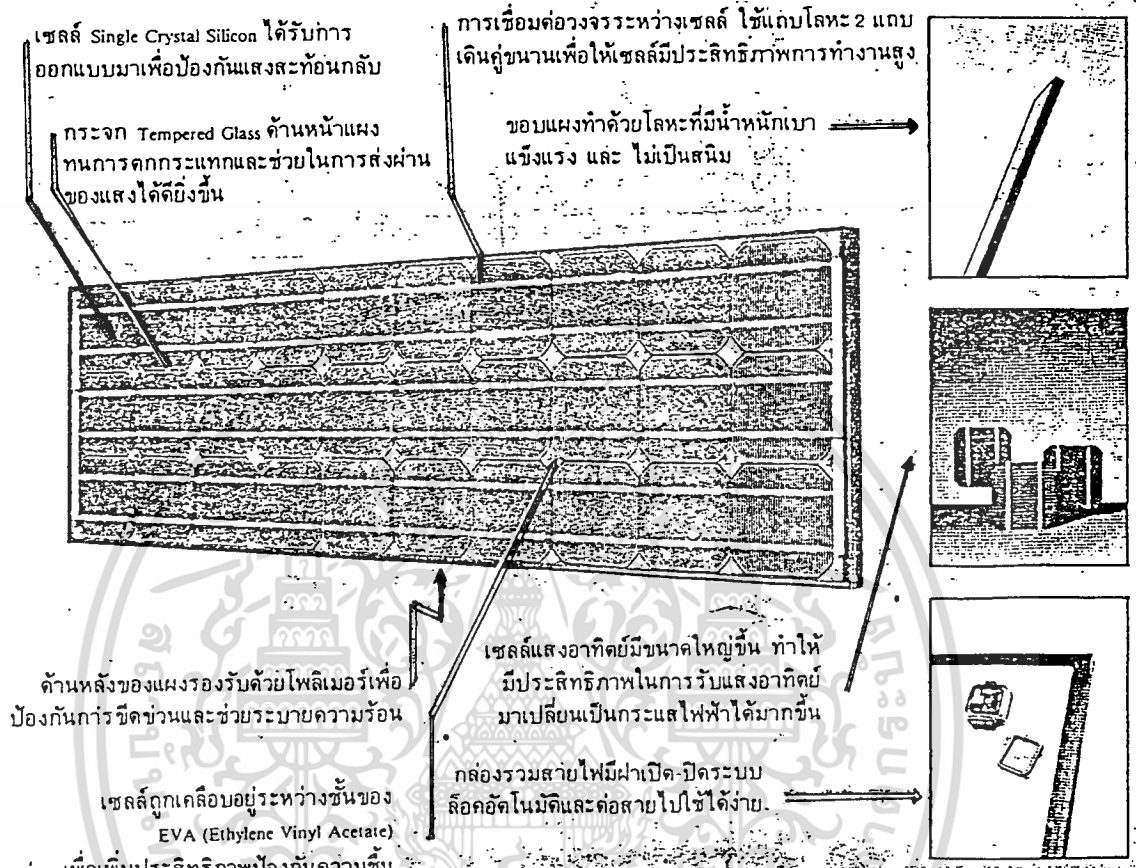
1000 W/m^2 @ 47°C (NOCT)



คุณลักษณะในการใช้งาน

เส้นโค้ง IV ข้างบนนี้ (แสดงกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า) แสดงให้เห็นถึงการตอบสนองทางกำลังของแผงรุ่น M65/S42 ต่อแสงสว่างที่อุณหภูมิเซลล์ 25°C และที่อุณหภูมิเซลล์ขณะทำงานปกติ (NOCT) 47°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลองการสร้างเครื่อง Main power point tracking

จากการสร้างเครื่อง Main power point tracking ขนาด 36 Volt , 3 Amp ซึ่งต้องใช้แผ่น Solar-cell จำนวน 3 แผ่นต่ออนุกรมกันแล้วจ่ายพลังงานให้แก่ Battery ขนาด 12 Volt 3 ลูก ที่ต่ออนุกรมกัน เมื่อนำมาทดสอบโดยการวัดค่าของพลังงานที่ Battery ได้รับจาก Solar - cell ทั้งในกรณีที่ไม่ได้ใช้เครื่อง Main power point tracking และขณะที่ใช้เครื่อง ดังเห็นได้ตามตารางแสดงผลการทดลอง

ปริมาณแสง	การใช้ MPPT.	แรงดัน Volt	กระแส Amp	พลังงาน Watt	พลังงานที่สูญเสียที่ MPPT. Watt	DUTY CYCLE %	พลังงานที่เพิ่มขึ้น Watt
แสงมาก	ไม่ใช้	36	3.5	126			
	ใช้	43	3.2	137.6	1.92	80	9.68
แสงปานกลาง	ไม่ใช้	36	2.1	75.6			
	ใช้	42	2	84	1.2	65	7.2
แสงน้อย	ไม่ใช้	36	1.4	50.4			
	ใช้	41.5	1.3	53.95	0.78	38	2.77

จากตารางแสดงผลการทดลองจะแสดงถึงการวัดค่าของแรงดันที่ Solar - cell และกระแสที่ไหลจาก Solar - cell สู่ Battery ทั้งในกรณีที่ไม่ได้ใช้เครื่อง MPPT. เปรียบเทียบกับในขณะนำเครื่อง MPPT. มาใช้งาน โดยค่าของแรงดันและกระแสที่วัดได้นี้ทำให้ทราบถึงพลังงานที่ Solar - cell จ่ายให้แก่ Battery นั้นเมื่อใช้เครื่อง MPPT. ควบคุมค่าของแรงดันและกระแสแล้วทำให้สามารถได้รับพลังงานมากกว่าในกรณีที่มีได้ใช้เครื่อง MPPT.

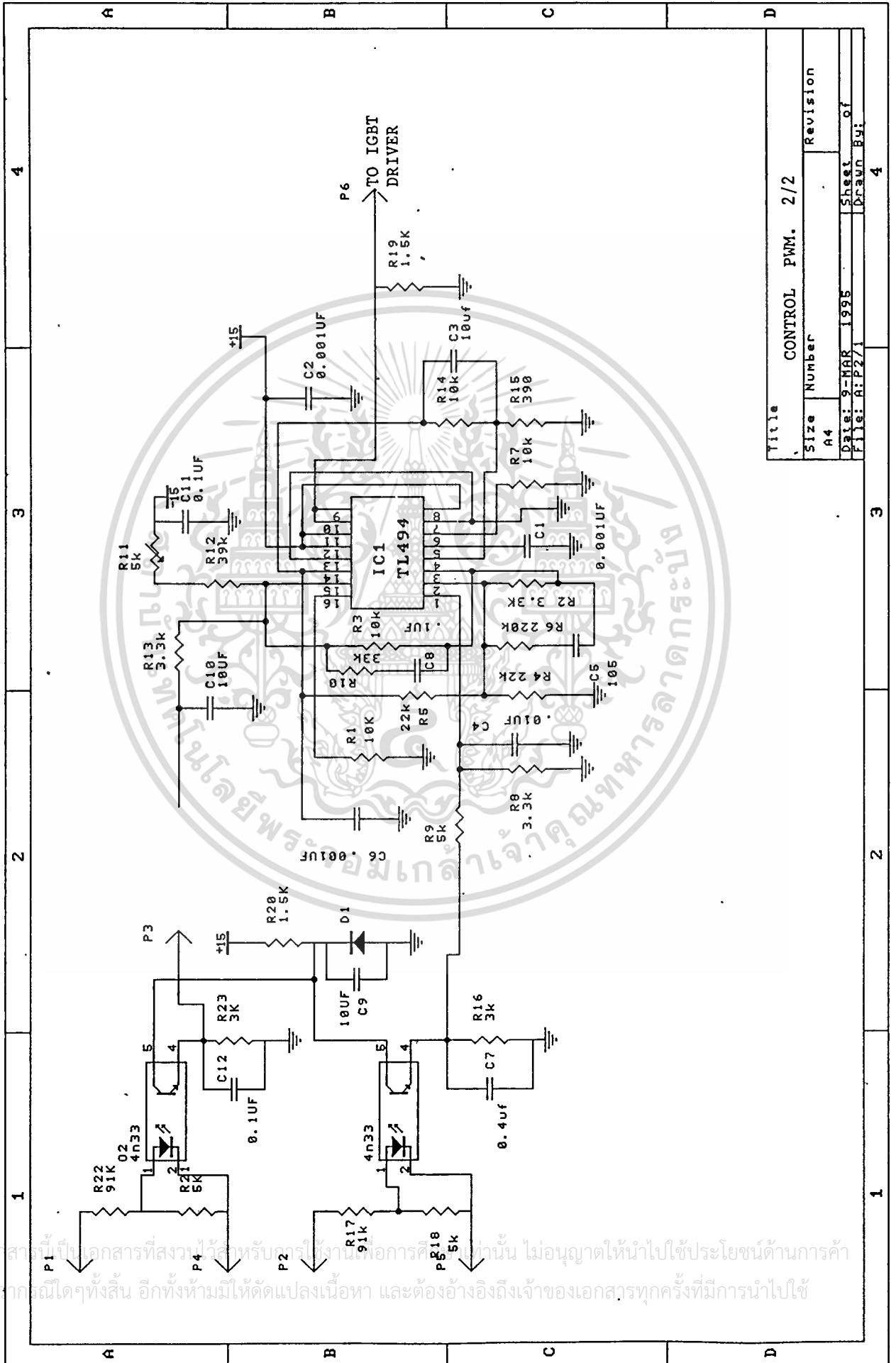
ค่าของพลังงานที่ได้รับเพิ่มมานั้นเมื่อใช้เครื่อง MPPT. กำลังงานส่วนหนึ่งจะสูญเสียที่เครื่อง MPPT. แต่ก็น้อยมากเนื่องจากการสูญเสียนี้เกิดขึ้นที่บริเวณภาค Driver ในตัว IGBT. ซึ่ง IGBT. นี้ทำงานในขณะ Saturation และเมื่อทำการวัดค่าของ Duty cycle ก็จะทำให้มีการเปลี่ยนแปลงไป โดยค่า Duty cycle จะมีค่ามากเมื่อแสงตกกระทบกับ Solar - cell มาก

เครื่องควบคุมการจ่ายพลังงานหรือ MPPT. (Main power point tracking) ซึ่งจะทำหน้าที่หลักก็คือ ควบคุมพลังงานที่จ่ายออกมาจาก Solar-cell นั้นเพื่อไปชาร์จแบตเตอรี่ให้มีค่าสูงสุด การคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(power maximum) ซึ่งเครื่อง MPPT. ที่สร้างจากวงจรนี้สามารถทำการเปลี่ยนแปลงวงจรได้อย่างไม่ยากนักในกรณีที่ต้องนำไปใช้กับแรงดันที่สูงหรือต่ำกว่านี้ ซึ่งเครื่องนี้ได้ออกแบบและทดลองทำเป็นเครื่องต้นแบบในการสร้างงานชิ้นนี้นับว่าประสบผลสำเร็จตามความคาดหมายไว้ในตอนต้น ถ้ากล่าวถึงประสิทธิภาพก็อาจจะยังไม่ได้เท่าที่ควรนัก เนื่องจากปัญหาที่เกิดขึ้นที่ต้องใช้เวลาในการแก้ไขรวมทั้งเครื่องมือและอุปกรณ์ที่ต้องการนำมาใช้ประกอบการทดลองมีจำกัด ซึ่งถ้ามีเวลาในการทดลองด้านต่าง ๆ มากกว่านี้ คาดว่าเครื่อง MPPT. นี้จะมีประสิทธิภาพดีกว่านี้

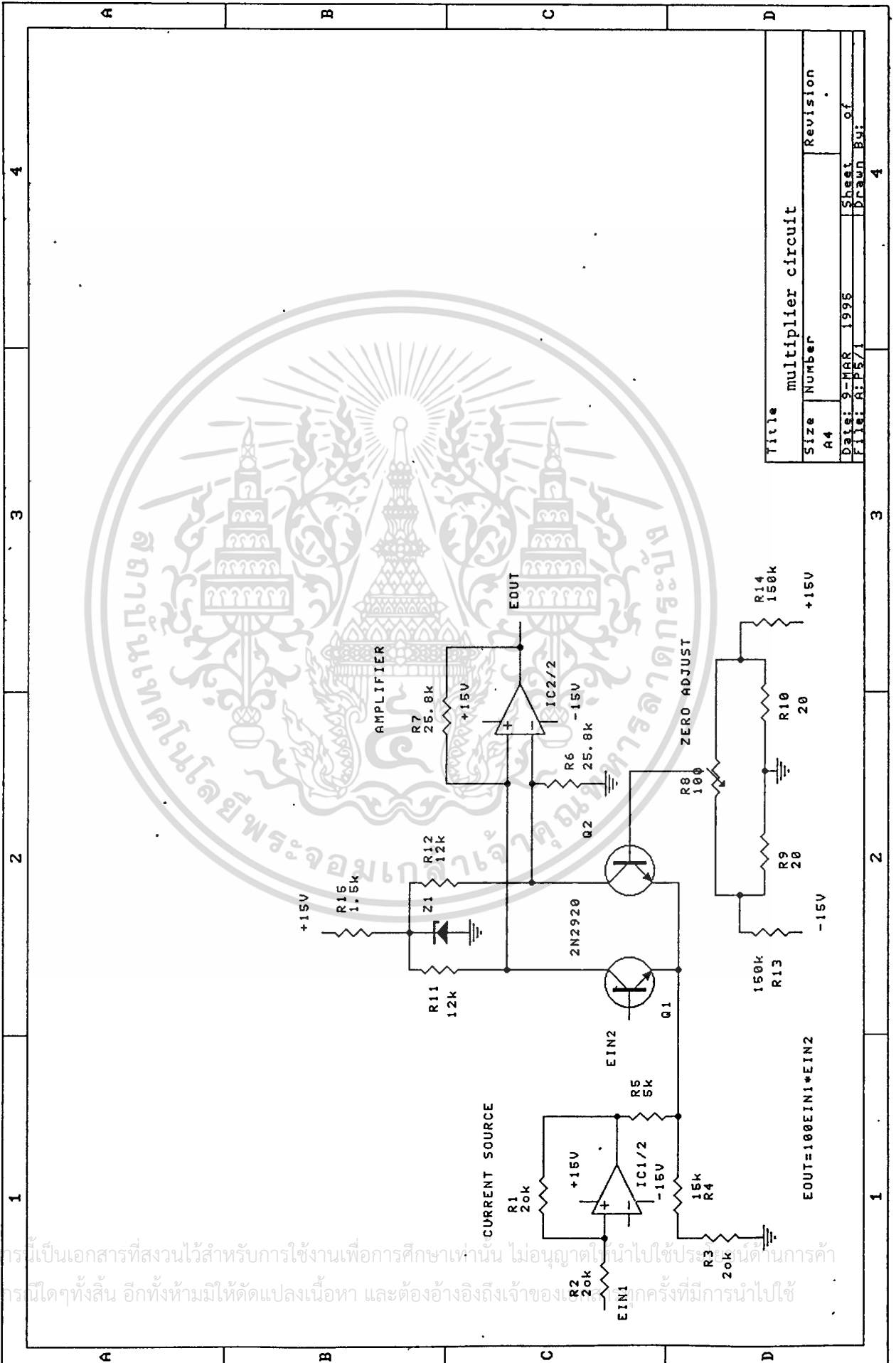


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



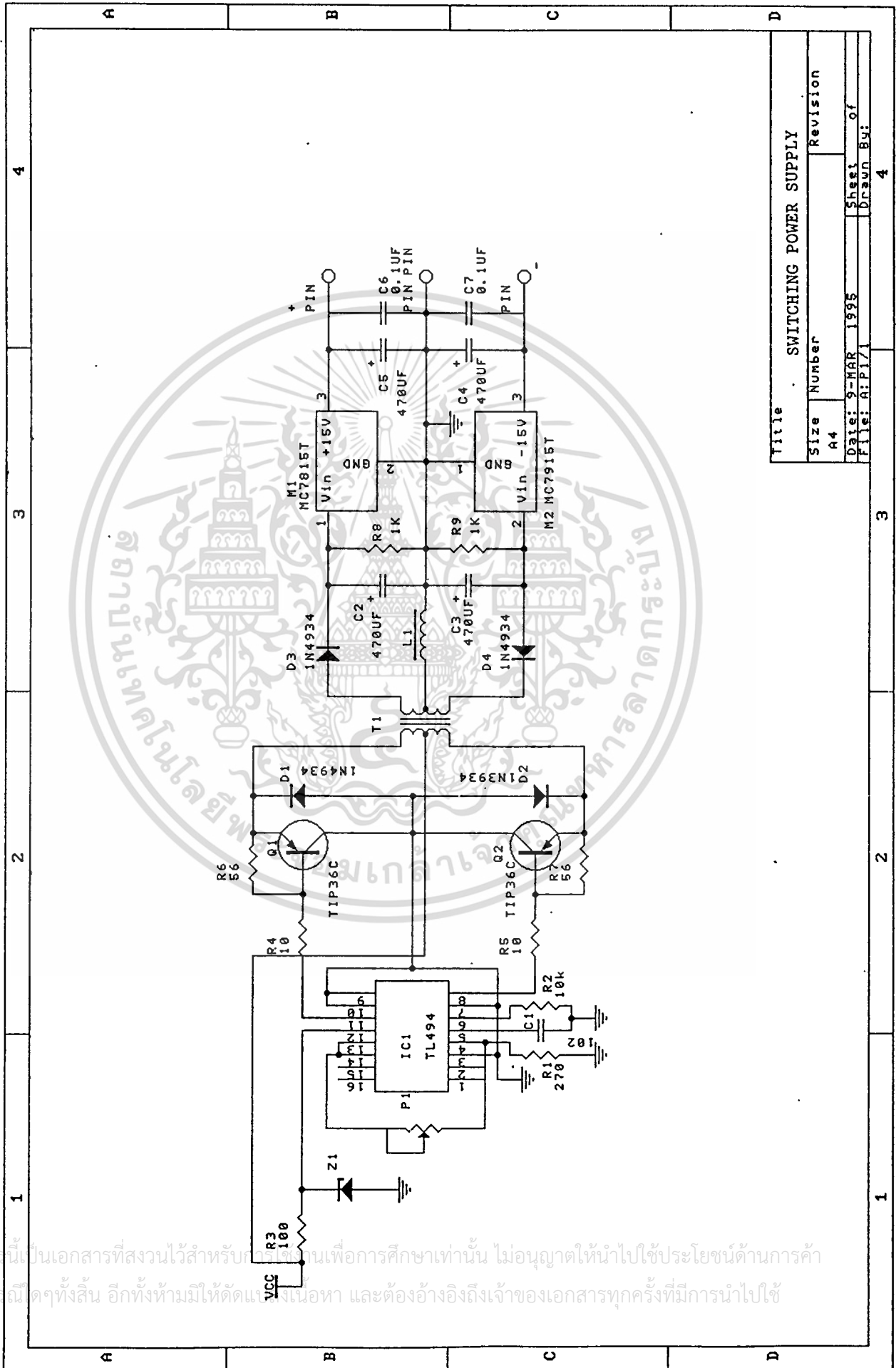
Title	
CONTROL PWM. 2/2	
Size	Revision
A4	
Date: 9-MAR 1995	Sheet of
File: A:P271	Drawn By:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ทำกรรมใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



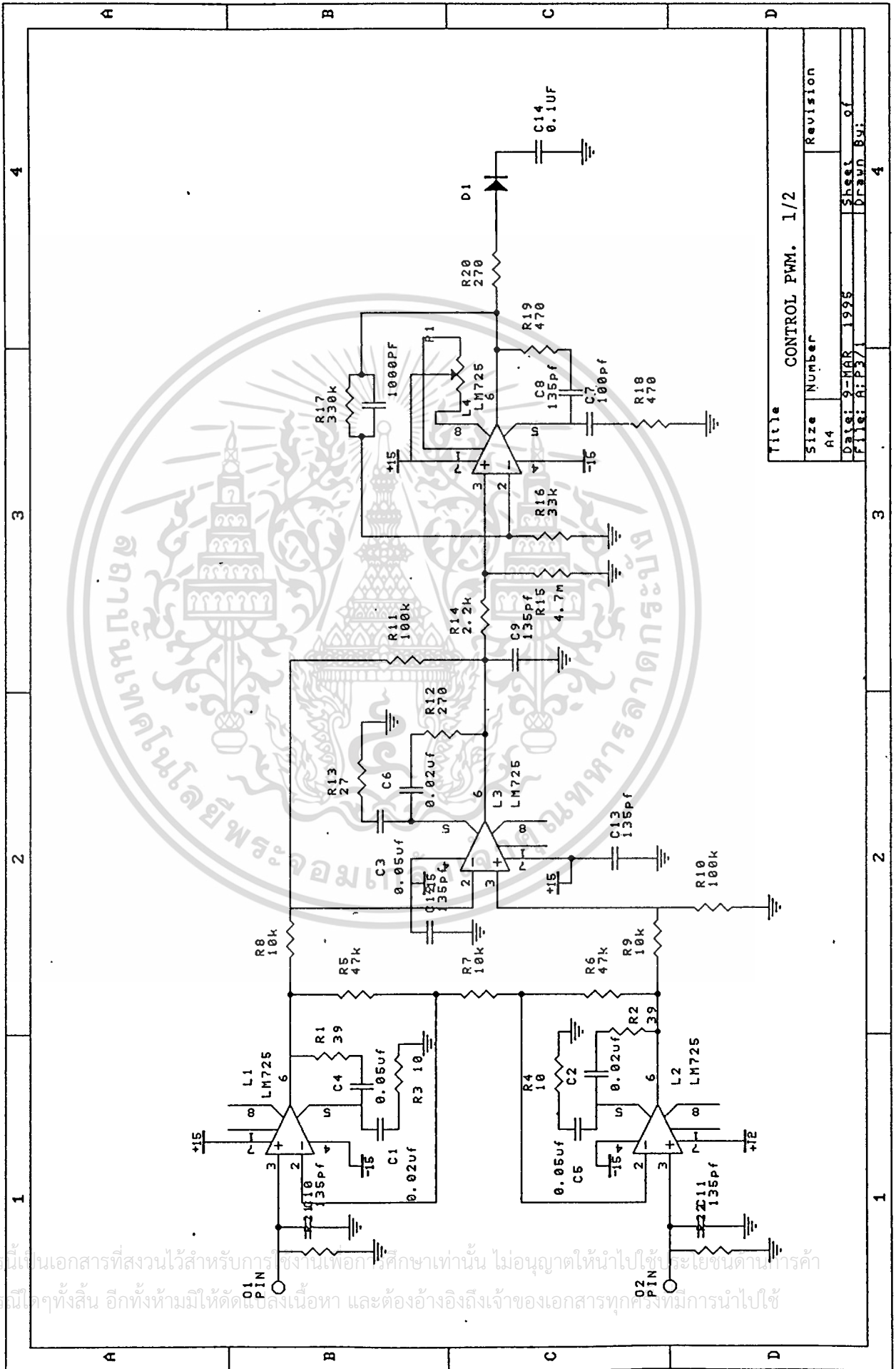
Title		multiplier circuit	
Size	Number	Revision	
A4			
Date:	9-MAR 1995	Sheet	of
File:	ALP5/1	Drawn	By:
			4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของลิขสิทธิ์ที่มีการนำไปใช้



Title		SWITCHING POWER SUPPLY	
Size	Number	Revision	
A4			
Date:	9-MAR 1995	Sheet	of
File:	API/1	Drawn	By:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title		CONTROL PWM. 1/2	
Size	Number	Revision	
A4			
Date:	9-MAR-1995	Sheet	of
File:	A:P371	Drawn	By:
			4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- MUHAMMAD H. RASHID , “ POWER ELECTRONIC “ , PRENTIC - HALL INTERNATION INC. ,1993
- CHENMING HU , “ SOLAR CELLS “ , MCGRAW- HILL SERIES IN ELECTRICAL ENGINEERING , 1991
- WILLIAM BW. , “ POWER ELECTRONICS “ , HUNDMILLS MACMILLAN , 1987
- สุวัฒน์ ดั้น , “ เทคนิคการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย “ , เอลเทลไทย , ครั้งที่ 1 2537
- สิทธิชัย เขมมะนุเชษฐ , สิทธิรักษ์ ศรีวิชัย , วิไลพร ตีรกาญจน์ , “ CHARACTERISTIC OF IGBT. AND ALLPICATION “ , ปริญญาณิพนธ์ , ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าฯ ลาดกระบัง 2535



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

μ A725 Instrumentation Operational Amplifier

Linear Division Operational Amplifiers

Description

The μ A725 is a monolithic instrumentation operational amplifier constructed using the Fairchild Planar Epitaxial process. It is intended for precise, low level signal amplification applications where low noise, low drift, and accurate closed loop gain are required. The offset null capability, low power consumption, very high voltage gain as well as wide power supply voltage range provide superior performance for a wide range of instrumentation applications. The μ A725 is lead compatible with the popular μ A741 operational amplifier.

- Low Input Noise Current — 0.15 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ At 1.0 kHz Typically
- High Open Loop Gain — 3,000,000 Typically
- Low Input Offset Current — 2.0 nA Typically
- Low Input Voltage Drift — 0.6 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ Typically
- High Common Mode Rejection — 120 dB
- High Input Voltage Range — ± 14 V Typically
- Wide Power Supply Range — ± 3.0 V To ± 22 V
- Offset Null Capability

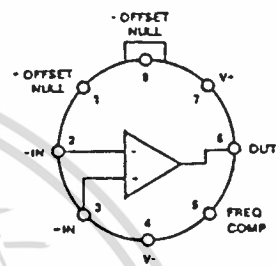
Absolute Maximum Ratings

Storage Temperature Range	
Metal Can	-65°C to +175°C
Molded DIP	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range	
Extended (μ A725AM, μ A725M)	-55°C to +125°C
Commercial (μ A725EC, μ A725C)	0°C to +70°C
Lead Temperature	
Metal Can (soldering, 60 s)	300°C
Molded DIP (soldering, 10 s)	265°C
Internal Power Dissipation ^{1, 2}	
8L-Metal Can	1.00 W
8L-Molded DIP	0.93 W
Supply Voltage	± 22 V
Differential Input Voltage	± 5.0 V
Input Voltage ³	± 22 V
Voltage Between Offset Null and V+	± 0.5 V

Notes

1. T_{max} = 150°C for the Molded DIP, and 175°C for the Metal Can.
2. Ratings apply to ambient temperature at 25°C. Above this temperature, derate the 8L-Metal Can at 6.7 mW/°C, and the 8L-Molded DIP at 7.5 mW/°C.
3. For supply voltages less than ± 22 V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

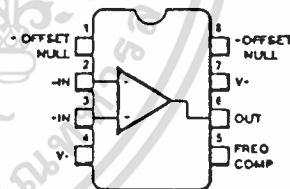
Connection Diagram 8-Lead Metal Package (Top View)



Order Information

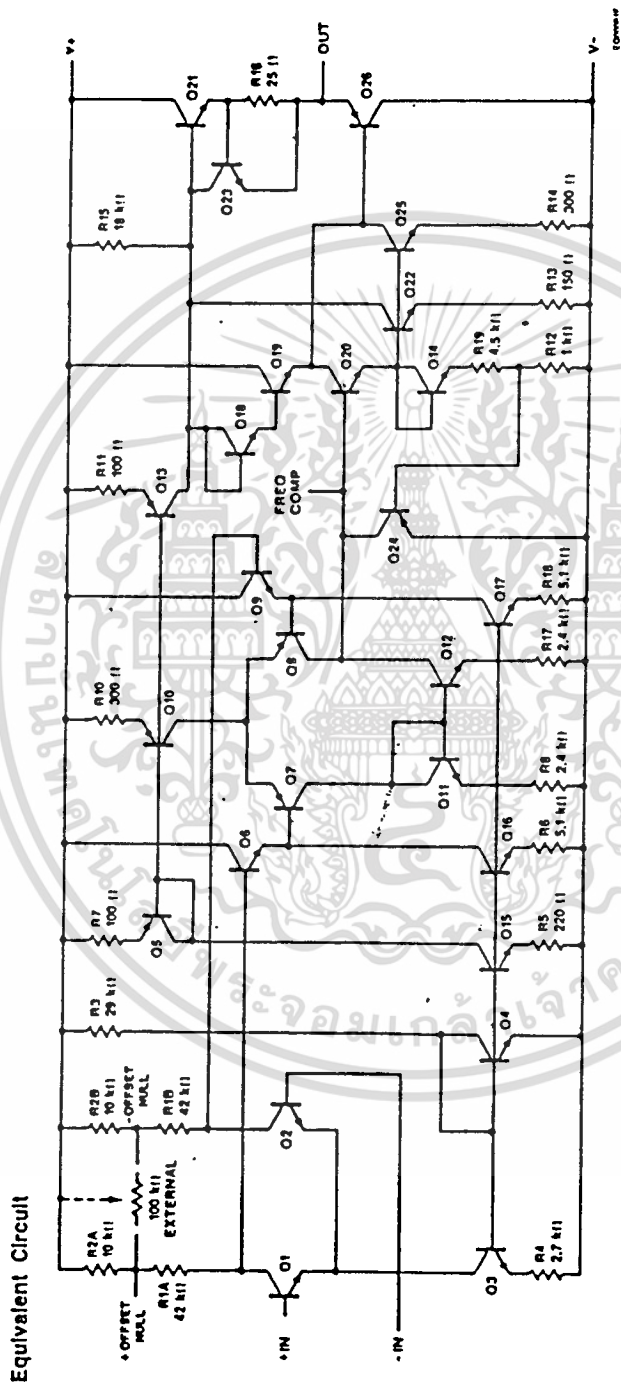
Device Code	Package Code	Package Description
μ A725HM	5W	Metal
μ A725HC	5W	Metal
μ A725AHM	5W	Metal
μ A725EHC	5W	Metal

Connection Diagram 8-Lead DIP (Top View)



Order Information

Device Code	Package Code	Package Description
μ A725TC	9T	Molded DIP



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

μA725

μA725A/E and μA725

Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = \pm 15\text{ V}$, unless otherwise specified.

Symbol	Characteristic	Condition	μA725A/E			μA725			Unit
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{IO}	Input Offset Voltage (Without external trim)	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			0.5		0.5	1.0	mV
I_{IO}	Input Offset Current				5.0		2.0	20	nA
I_{IB}	Input Bias Current				75		42	100	nA
Z_I	Input Impedance			1.5			1.5		MΩ
P_c	Power Consumption	μA725A/μA725		80	120		80	120	mW
		μA725E			150				
		$V_{CC} = \pm 3.0\text{ V}$			6.0				
CMR	Common Mode Rejection	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	120	130		110	120		dB
V_{IR}	Input Voltage Range		± 13.5	± 14		± 13.5	± 14		V
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		2.0	5.0		2.0	10	μV/V
A_{VS}	Large Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2.0\text{ k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{ V}$	1000	3000		1000	3000		V/mV
V_{OP}	Output Voltage Swing	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	± 12.5			± 12	± 13.5		V
		$R_L = 2.0\text{ k}\Omega$	± 10			± 10	± 13.5		V
e_n	Input Noise Voltage	$f_o = 10\text{ Hz}$		15	15		15		nV/√Hz
		$f_o = 100\text{ Hz}$		9.0	12		9.0		
		$f_o = 1.0\text{ kHz}$		8.0	12		8.0		
i_n	Input Noise Current	$f_o = 10\text{ Hz}$		1.0	1.2		1.0		pA/√Hz
		$f_o = 100\text{ Hz}$		0.3	0.6		0.3		
		$f_o = 1.0\text{ kHz}$		0.15	0.25		0.15		

The following specifications apply over the range of $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$ for μA725E, $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ for μA725A and μA725.

V_{IO}	Input Offset Voltage (Without external trim)	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			0.75			1.5	mV
$\Delta V_{IO}/\Delta T$	Input Offset Voltage Temperature Sensitivity (Without external trim)	$R_S = 50\ \Omega$		2.0	2.0		2.0	5.0	μV/°C
$\Delta V_{IO}/\Delta T$	Input Offset Voltage Temperature Sensitivity (With external trim)	$R_S = 50\ \Omega$		0.6			0.6		μV/°C
I_{IO}	Input Offset Current	$T_A = T_{A\text{ Max}}$			4.0		1.2	20	nA
		$T_A = T_{A\text{ Min}}$		5.0	18		7.5	40	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

μA725

μA725A/E and μA725 (Cont.)

Electrical Characteristics $V_{CC} = \pm 15$ V, $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$ for μA725E, $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ for μA725A and μA725.

Symbol	Characteristic	Condition	μA725A/E			μA725			Unit
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
$I_{IO}/\Delta T$	Input Offset Current Temperature Sensitivity			35	90		35		pA/°C
I_B	Input Bias Current	$T_A = T_{A \text{ Max}}$			70		20	100	nA
		$T_A = T_{A \text{ Min}}$			180		80	200	nA
CMR	Common Mode Rejection	$R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$	110			100			dB
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$			8.0			20	$\mu\text{V/V}$
A_{VS}	Large Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2.0 \text{ k}\Omega$, $T_A = T_{A \text{ Max}}$	1000			1000			V/mV
		$R_L \geq 2.0 \text{ k}\Omega$, $T_A = T_{A \text{ Min}}$	500			250			V/mV
V_{OC}	Output Voltage Swing	$R_L = 2.0 \text{ k}\Omega$	± 10			± 10			V

μA725C

Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = \pm 15$ V, unless otherwise specified.

Symbol	Characteristic	Condition	Min	Typ	Max	Unit
V_{IO}	Input Offset Voltage (Without external trim)	$R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$		0.5	2.5	mV
I_{IO}	Input Offset Current			2.0	35	nA
I_B	Input Bias Current			42	125	nA
e_n	Input Noise Voltage	$f_o = 10 \text{ Hz}$		15		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
		$f_o = 100 \text{ Hz}$		9.0		
		$f_o = 1.0 \text{ kHz}$		8.0		
i_n	Input Noise Current	$f_o = 10 \text{ Hz}$		1.0		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
		$f_o = 100 \text{ Hz}$		0.3		
		$f_o = 1.0 \text{ kHz}$		0.15		
Z_i	Input Impedance			1.5		M Ω
V_{IR}	Input Voltage Range		± 13.5	± 14		V
A_{VS}	Large Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2.0 \text{ k}\Omega$, $V_O = \pm 10 \text{ V}$	250	3000		V/mV
CMR	Common Mode Rejection	$R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$	94	120		dB
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$		2.0	35	$\mu\text{V/V}$
V_{OP}	Output Voltage Swing	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$	± 12	± 13.5		V
		$R_L = 2.0 \text{ k}\Omega$	± 10	± 13.5		
P_C	Power Consumption			80	150	mW

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\mu A725$

$\mu A725C$ (Cont.)

Electrical Characteristics $0^{\circ}C \leq T_A \leq +70^{\circ}C$, $V_{CC} = \pm 15 V$, unless otherwise specified.

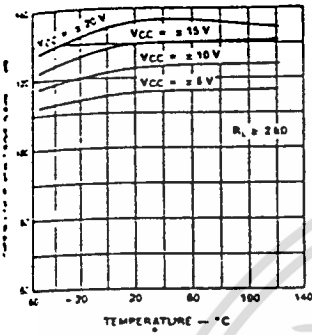
Symbol	Characteristic	Condition	Min	Typ	Max	Unit
V_{IO}	Input Offset Voltage (Without external trim)	$R_S \leq 10 k\Omega$			3.5	mV
$\Delta V_{IO}/\Delta T$	Input Offset Voltage Temperature Sensitivity (Without external trim)	$R_S = 50 \Omega$		2.0		$\mu V/^{\circ}C$
$\Delta V_{IO}/\Delta T$	Input Offset Voltage Temperature Sensitivity (With external trim)	$R_S = 50 \Omega$		0.6		$\mu V/^{\circ}C$
I_{IO}	Input Offset Current	$T_A = T_{A \text{ Max}}$		1.2	35	nA
		$T_A = T_{A \text{ Min}}$		4.0	50	
$\Delta I_{IO}/\Delta T$	Input Offset Current Temperature Sensitivity			10		$pA/^{\circ}C$
I_{IB}	Input Bias Current	$T_A = T_{A \text{ Max}}$			125	nA
		$T_A = T_{A \text{ Min}}$			250	
A_{VS}	Large Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2.0 k\Omega$	125			V/mV
CMR	Common Mode Rejection	$R_S \leq 10 k\Omega$		115		dB
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$R_S \leq 10 k\Omega$		20		$\mu V/V$
V_{OP}	Output Voltage Swing	$R_L = 2.0 k\Omega$	± 10			V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

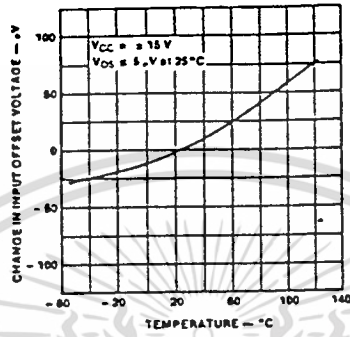
μA725

Typical Performance Curves

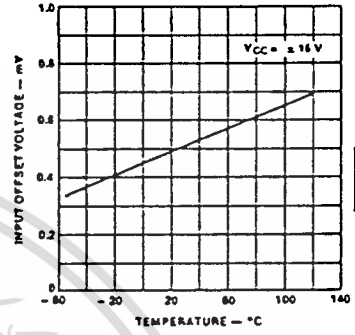
Voltage Gain vs Temperature For Supply Voltages For μA725/A



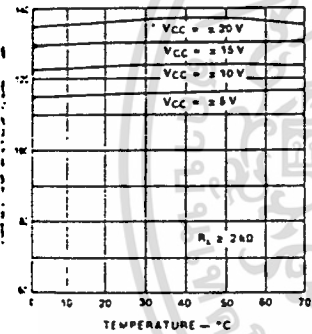
Change In Trimmed Input Offset Voltage vs Temperature For μA725/A



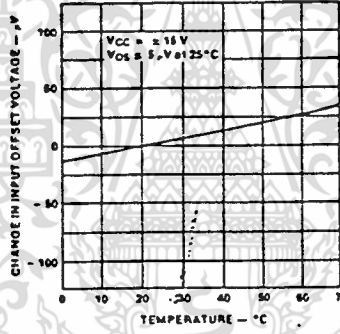
Untrimmed Input Offset Voltage vs Temperature For μA725/A



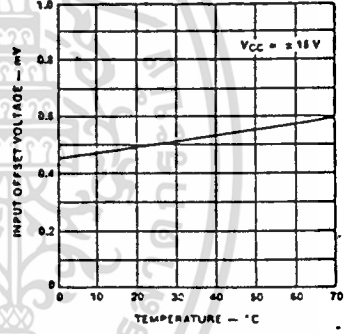
Voltage Gain vs Temperature For Supply Voltages For μA725C/E



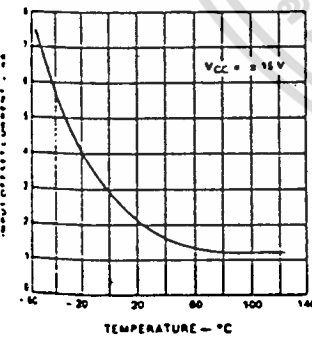
Trimmed Input Offset Voltage vs Temperature For μA725C/E



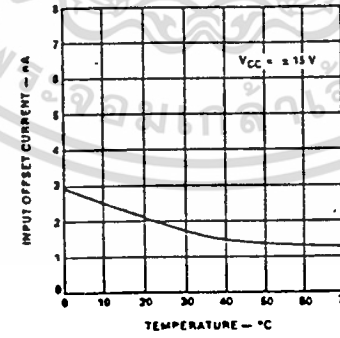
Untrimmed Input Offset Voltage vs Temperature For μA725C/E



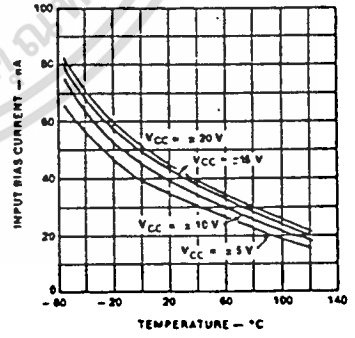
Input Offset Current vs Temperature For μA725/A



Input Offset Current vs Temperature For μA725C/E



Input Bias Current vs Temperature For μA725/A

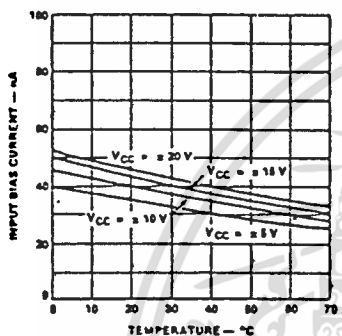


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

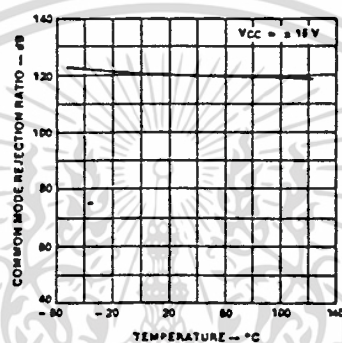
μA725

Typical Performance Curves for all Types (Cont.)

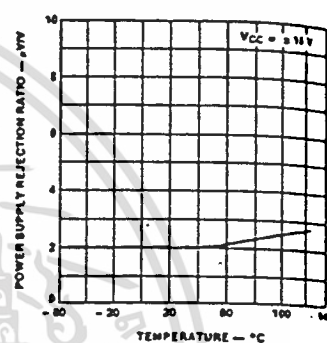
Input Bias Current vs Temperature μA725C/E



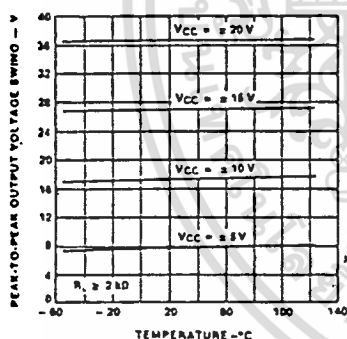
Common Mode Rejection Ratio vs Temperature



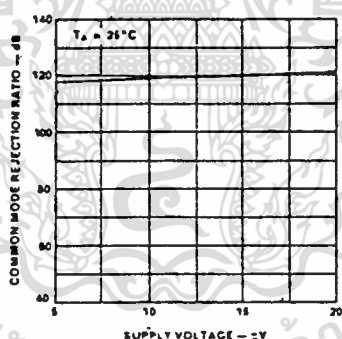
Power Supply Rejection Ratio vs Temperature



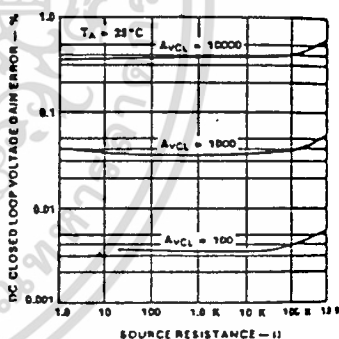
Output Voltage Swing vs Temperature



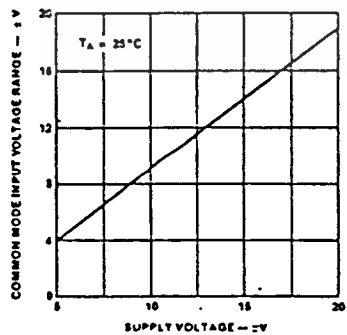
Common Mode Rejection Ratio vs Supply Voltage



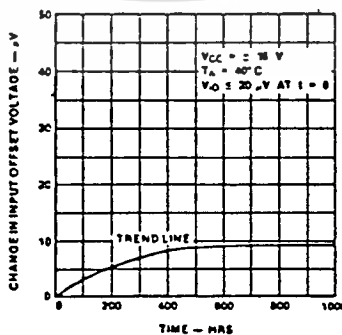
DC Closed Loop Voltage Gain Error vs Source Resistance



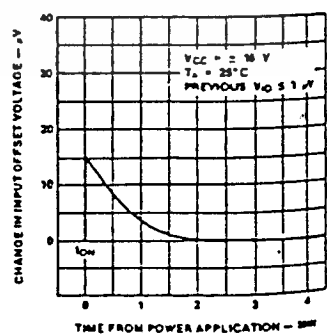
Common Mode Input Voltage Range vs Supply Voltage



Input Offset Voltage Drift vs Time



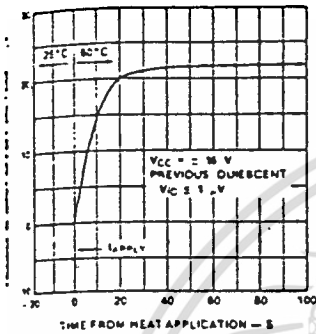
Stabilization Time of Input Offset Voltage From Power Turn-On



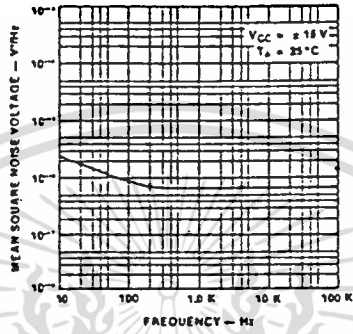
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves for all Types (Cont.)

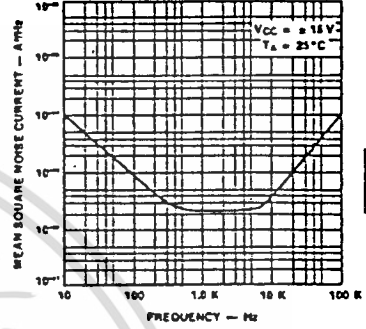
Change in Input Offset Voltage
Due to Thermal Shock vs Time



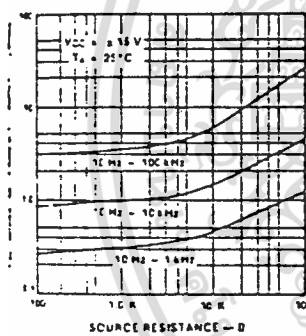
Input Noise Voltage vs
Frequency



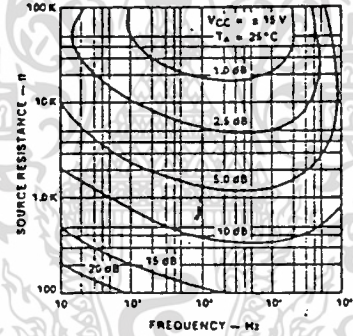
Input Noise Current vs
Frequency



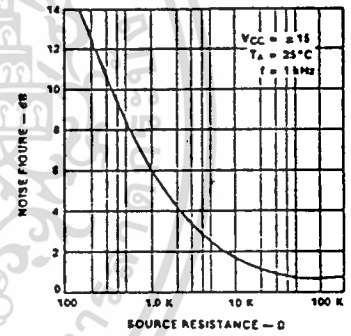
Bandband Noise for Various
Bandwidths



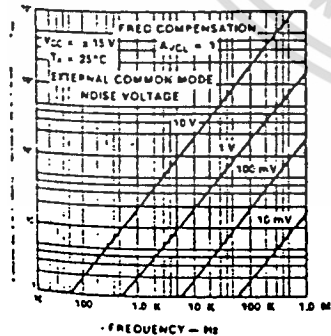
Narrow Band Spot Noise Figure
Contours



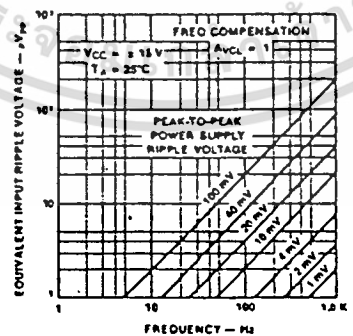
Noise Figure vs Source
Resistance



Equivalent Input Noise Voltage
Due to External Common Mode
Noise vs Frequency



Equivalent Input Ripple Voltage
Due to Power Supply Ripple vs
Frequency

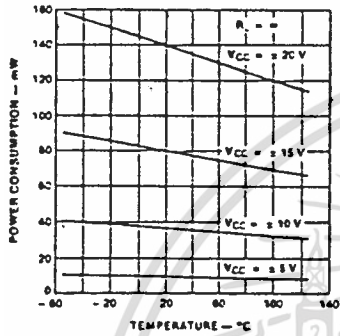


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

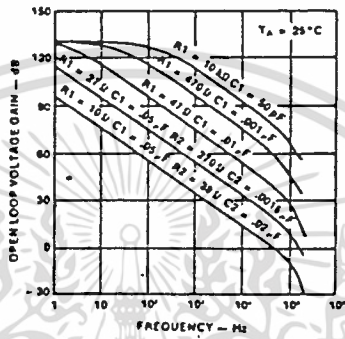
μA725

Typical Performance Curves for all Types (Cont.)

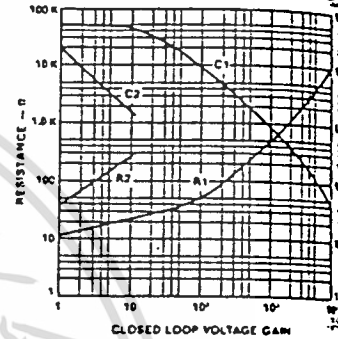
Power Consumption vs Temperature



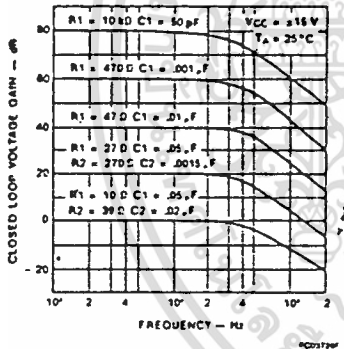
Open Loop Frequency Response For Values of Compensation



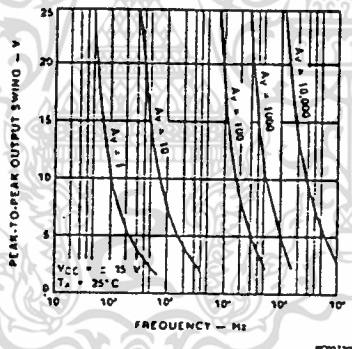
Values for Suggested Compensation Networks vs Various Closed Loop Voltage Gains



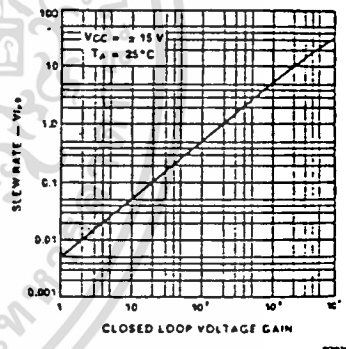
Frequency Response for Various Closed Loop Gains



Output Voltage Swing vs Frequency



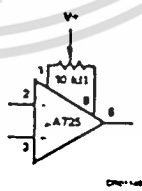
Slew Rate vs Closed Loop Gain



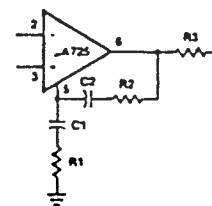
Compensation Component Values

A _V	R ₁ (Ω)	C ₁ (μF)	R ₂ (Ω)	C ₂ (μF)
10,000	10 k	50 pF	—	—
1,000	470	.001	—	—
100	47	.01	—	—
10	27	.05	270	.0015
1	10	.05	39	.02

Voltage Offset Null Circuit



Frequency Compensation Circuit

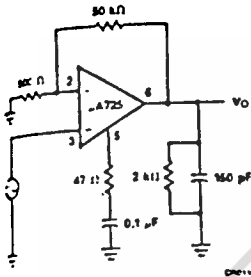


Use R₃ = 51Ω when the amplifier is operated with capacitive load.

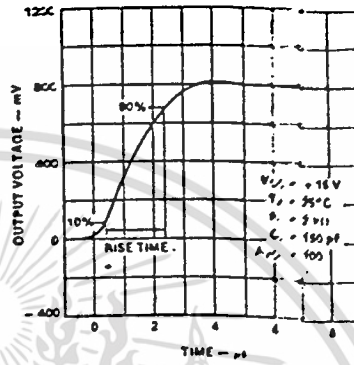
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

μA725

Transient Response Test Circuit

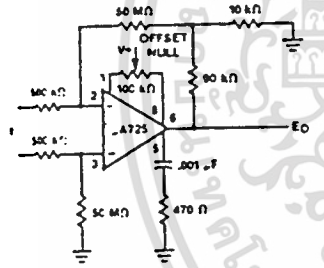


Transient Response



Typical Applications

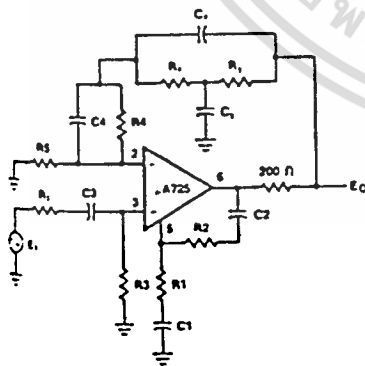
Precision Amplifier $A_{VCL} = 1000$



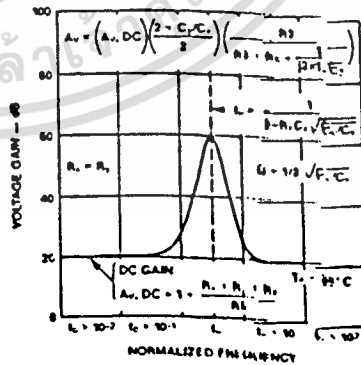
Characteristics

- $A_v = 1000 = 60 \text{ dB}$
- DC Gain Error = 0.05%
- Bandwidth = 1 kHz for $-0.05\% \text{ error}$
- Drift: Input Res. = $1 \text{ M}\Omega$
- Typical amplifying capability $e_n = 10 \mu\text{V}$ on $V_{CM} = 1.0 \text{ V}$
- Caution: Minimize Stray Capacitance

Active Filter — Band Pass With 60 dB Gain



Active Filter Frequency Response

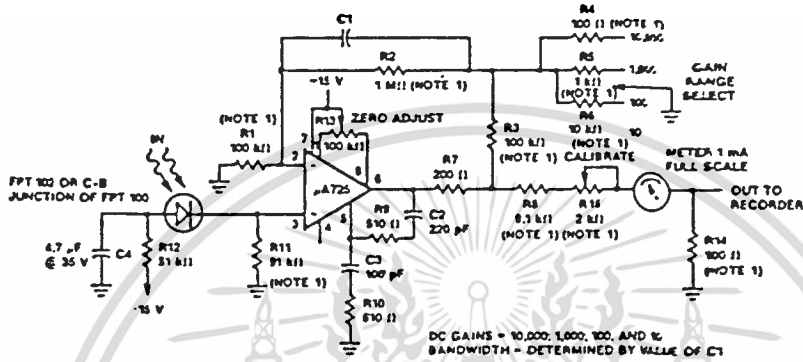


* Numbers are shown for metal package only.

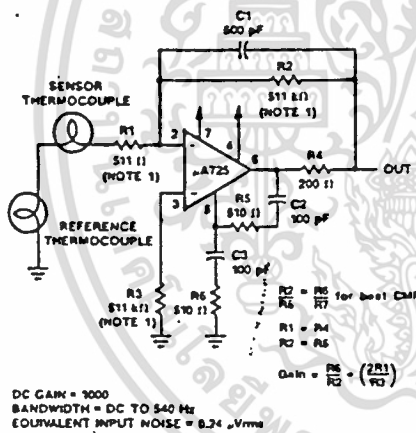
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Cont.)

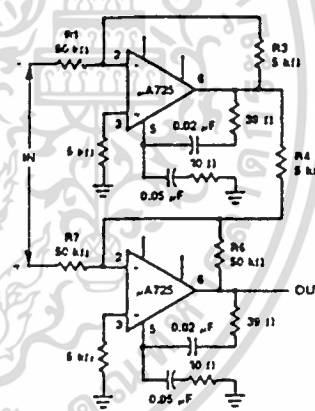
Photodiode Amplifier (Note 2)



Thermocouple Amplifier (Note 2)



± 100 V Common Mode Range Differential Amplifier (Note 2)



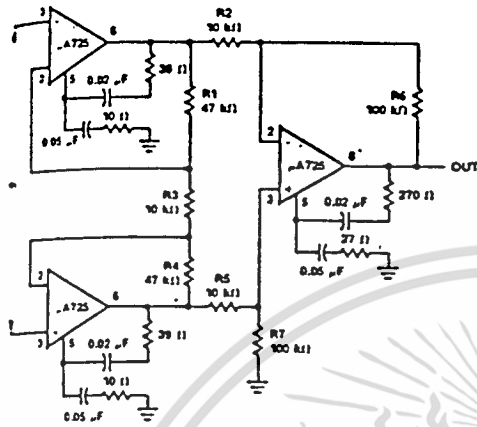
Notes

1. Indicates $\pm 1\%$ metal film resistors recommended for temperature stability.
2. Lead numbers are shown for metal package only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Cont.)

Instrumentation Amplifier With High Common Mode Rejection (Note 1)



$\frac{R1}{R2} = \frac{R3}{R4}$ for best CMRR

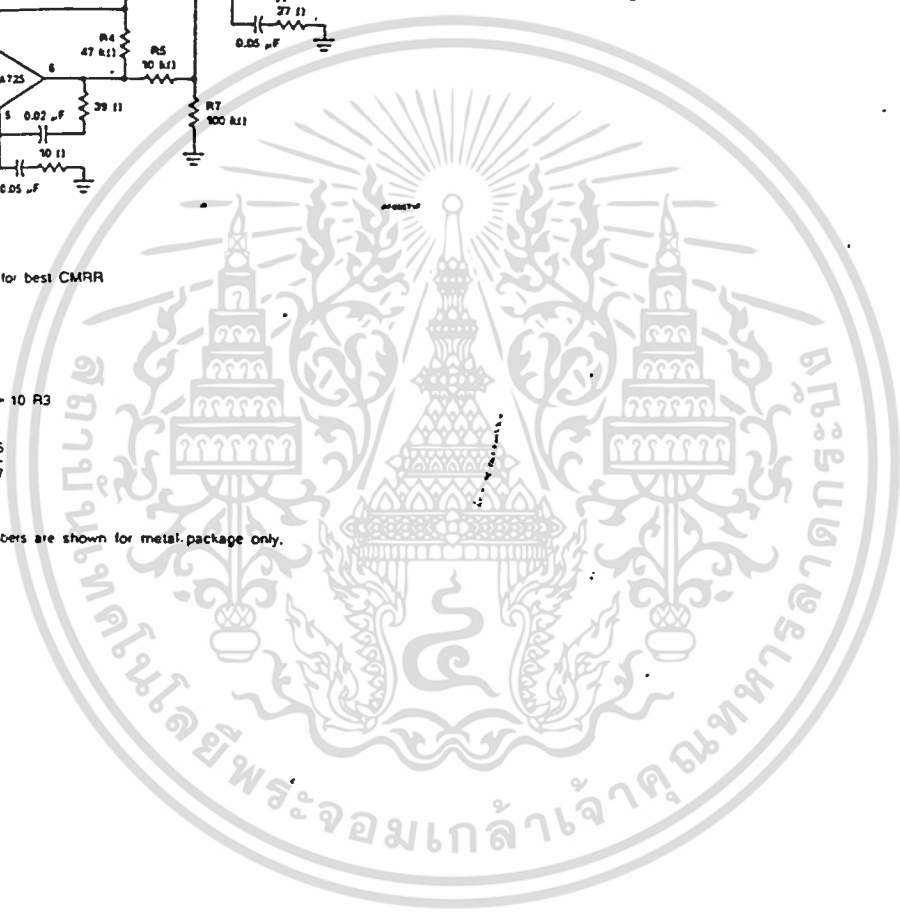
$R5 = R4$

$R6 = R5 = 10 R3$

$\frac{R6}{R7} = \frac{R8}{R9}$

Note: Resistor numbers are shown for metal-package only.

7



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



TL494

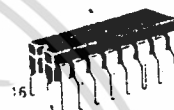
SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for Switchmode power supply control. This device features:

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator With Master Or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 Volt Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

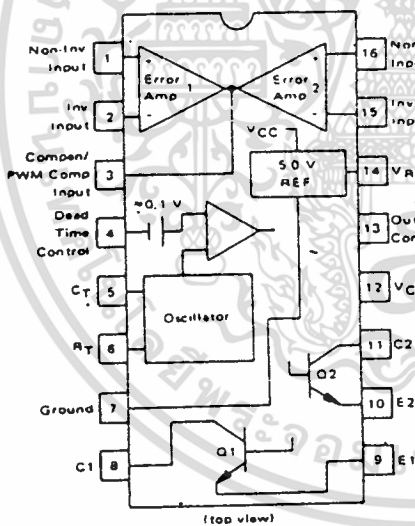
SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS



J SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 620-10



N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-08



The TL494C is specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494I is specified over the industrial range of -25°C to 85°C. The TL494M is specified over the full military range of -55°C to 125°C.

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
TL494CN	0° to -70°C	Plastic DIP
TL494CJ	0° to -70°C	Ceramic DIP
TL494IN	-25° to -85°C	Plastic DIP
TL494IJ	-25° to -85°C	Ceramic DIP
TL494MJ	-55° to -125°C	Ceramic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

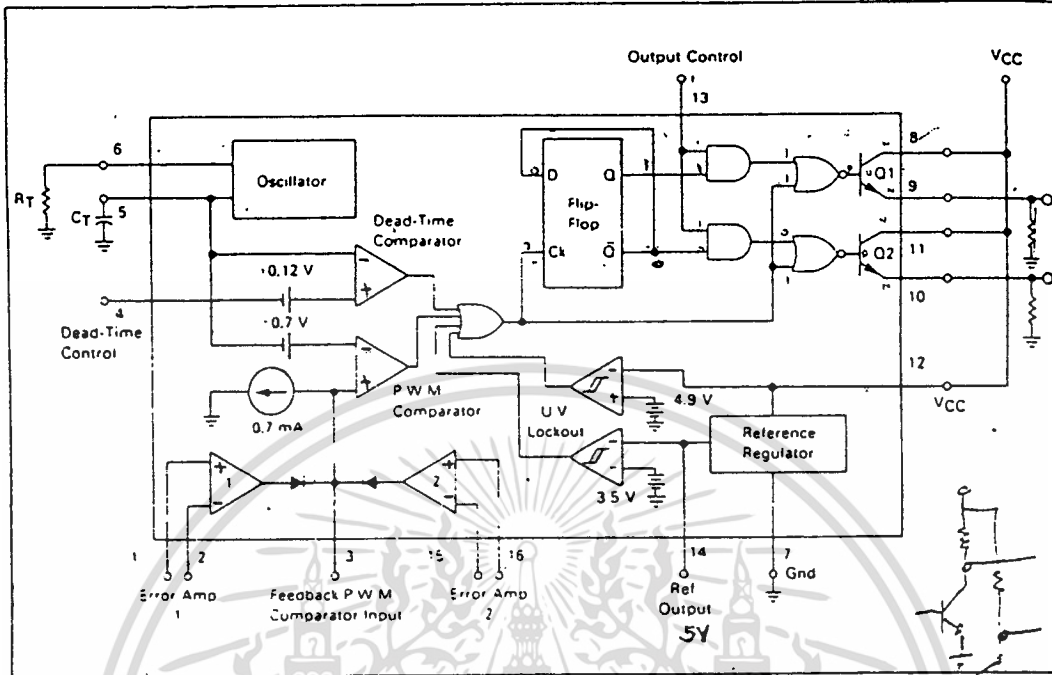
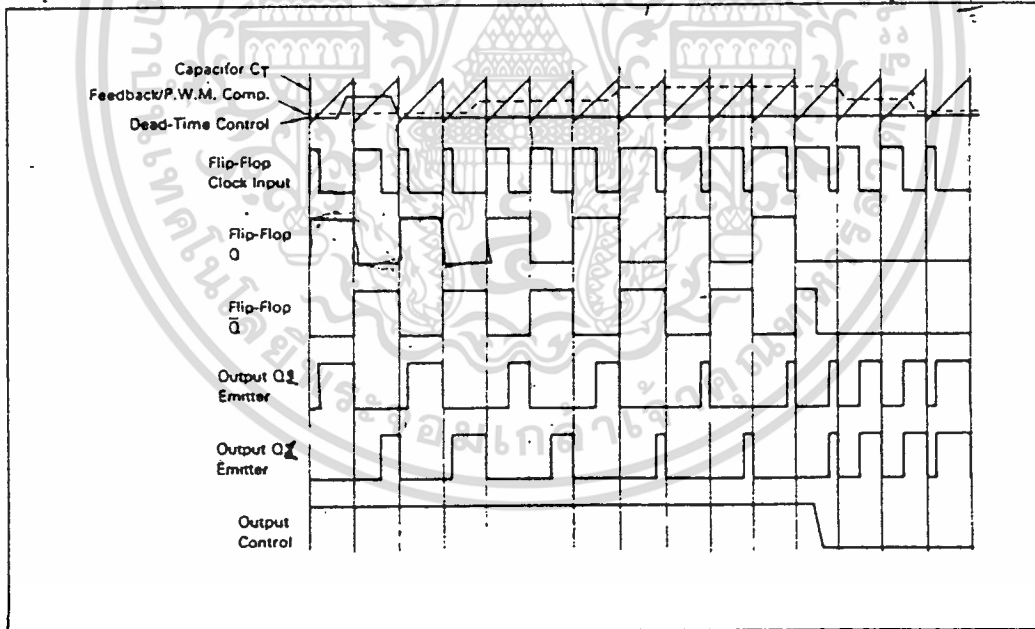


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494CJ			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT SECTION								
Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $V_{CE} = 40\text{ V}$)	$I_{C(off)}$	—	2.0	100	—	2.0	100	μA
Emitter Off-State Current ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0\text{ V}$)	$I_{E(off)}$	—	—	-100	—	—	-150	μA
Collector-Emitter Saturation Voltage (2) Common-Emitter ($V_E = 0\text{ V}$, $I_C = 200\text{ mA}$)	$V_{SAT(C)}$	—	1.1	1.3	—	1.1	1.5	V
Emitter-Follower ($V_C = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$)	$V_{SAT(E)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} \leq 0.4\text{ V}$)	I_{OCL}	—	10	—	—	10	—	μA
High State ($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCH}	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 13)	t_r	—	100	200	—	100	200	ns
Emitter-Follower (See Figure 14)	t_r	—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 13)	t_f	—	25	100	—	25	100	ns
Emitter-Follower (See Figure 14)	t_f	—	40	100	—	40	100	ns

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	

ERROR AMPLIFIER SECTIONS					
Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	—	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	—	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	—	-0.1	-1.0	μA
Input Common-Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{ICR}	-0.3 to $V_{CC} - 2.0$	—	—	V
Open-Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\text{ V}$, $V_O = 0.5\text{ to }3.5\text{ V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5\text{ to }3.5\text{ V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	f_c	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5\text{ to }3.5\text{ V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	ϕ_m	—	65	—	deg.
Common-Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	CMRR	65	90	—	dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\text{ V}$, $V_O = 2.5\text{ V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	PSRR	—	100	—	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_{O-}	0.3	0.7	—	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_{O+}	2.0	4.0	—	mA

NOTE 2: Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperatures as possible.

TL494

MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies unless otherwise noted)

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	TL494M	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	42	42	42	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor) (1)	I_{C1}, I_{C2}	500	500	500	mA
Amplifier Input Voltage Range	V_{IR}	-0.3 to 42	-0.3 to 42	-0.3 to 42	V
Power Dissipation ($\theta_{JA} \leq 45^\circ\text{C}$)	P_D	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	T_J				$^\circ\text{C}$
Plastic Package		125	125	—	$^\circ\text{C}$
Ceramic Package		150	150	150	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range	T_A	0 to 70	-25 to 85	-55 to 125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}				$^\circ\text{C}$
Plastic Package		-55 to 125	-55 to 125	—	$^\circ\text{C}$
Ceramic Package		-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	$^\circ\text{C}$

NOTE 1: Maximum thermal limits must be observed

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	N Suffix Plastic Package	J Suffix Ceramic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	80	100	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Derating Ambient Temperature	T_A	45	50	$^\circ\text{C}$

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	V_{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	—	30	40	V
Collector Output Current (each transistor)	I_{C1}, I_{C2}	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	V_{in}	0.3	—	$V_{CC} - 2.0$	V
Current into Feedback Terminal	I_{fb}	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I_{ref}	—	—	10	mA
Timing Resistor	R_T	1.8	30	500	k Ω
Timing Capacitor	C_T	0.0047	0.001	10	μF
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494C,I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

REFERENCE SECTION

Reference Voltage ($I_O = 1.0\ \text{mA}$)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation ($V_{CC} = 7.0\ \text{V to } 40\ \text{V}$)	Reg_{line}	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Load Regulation ($I_O = 1.0\ \text{mA to } 10\ \text{mA}$)	Reg_{load}	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current ($V_{ref} = 0\ \text{V}$)	I_{SC}	15	35	75	15	35	75	mA

TL494

FIGURE 10 — STANDBY SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

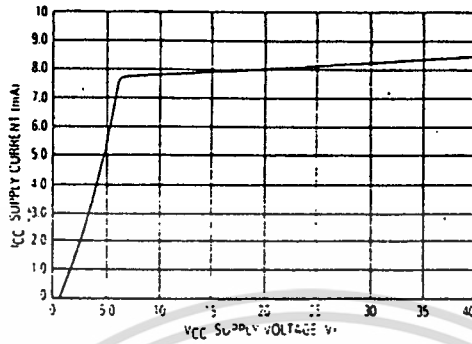


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

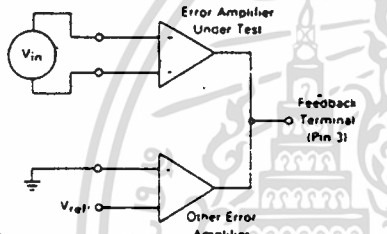


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

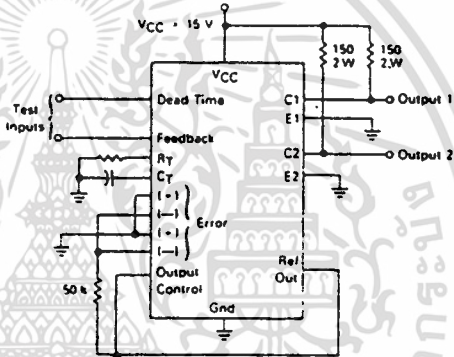


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

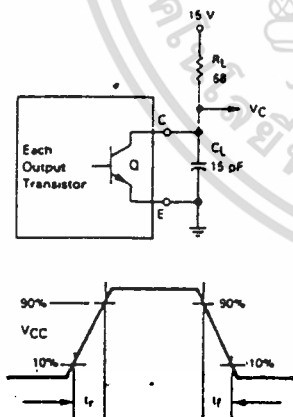
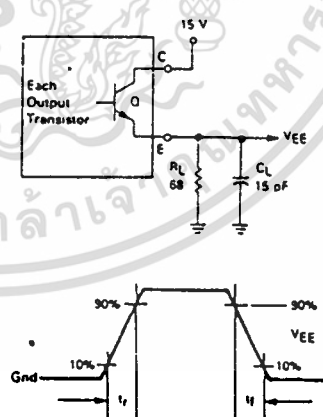


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

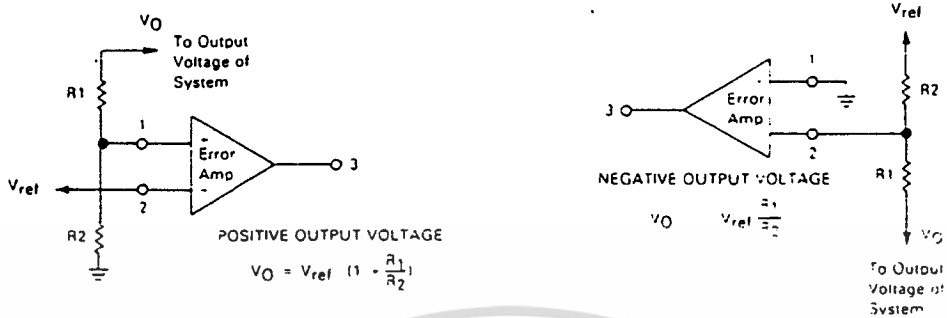


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

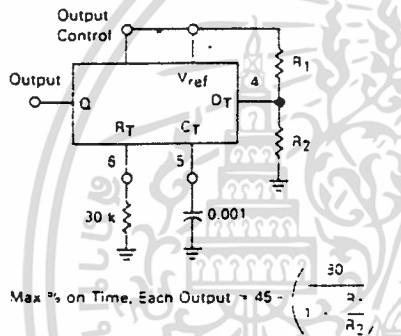


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

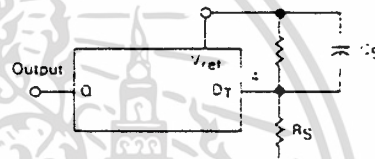
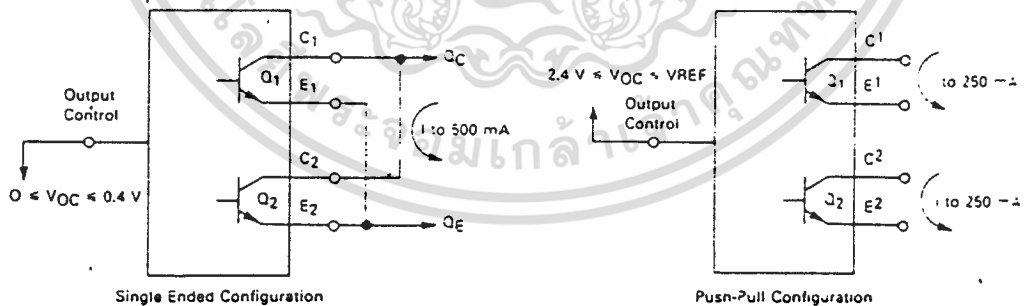


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

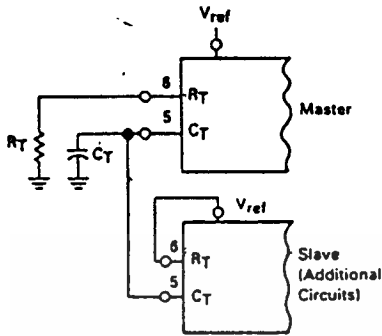


FIGURE 20 — OPERATION WITH $V_{in} > 40\text{ V}$ USING EXTERNAL ZENER

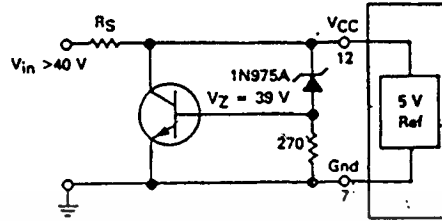
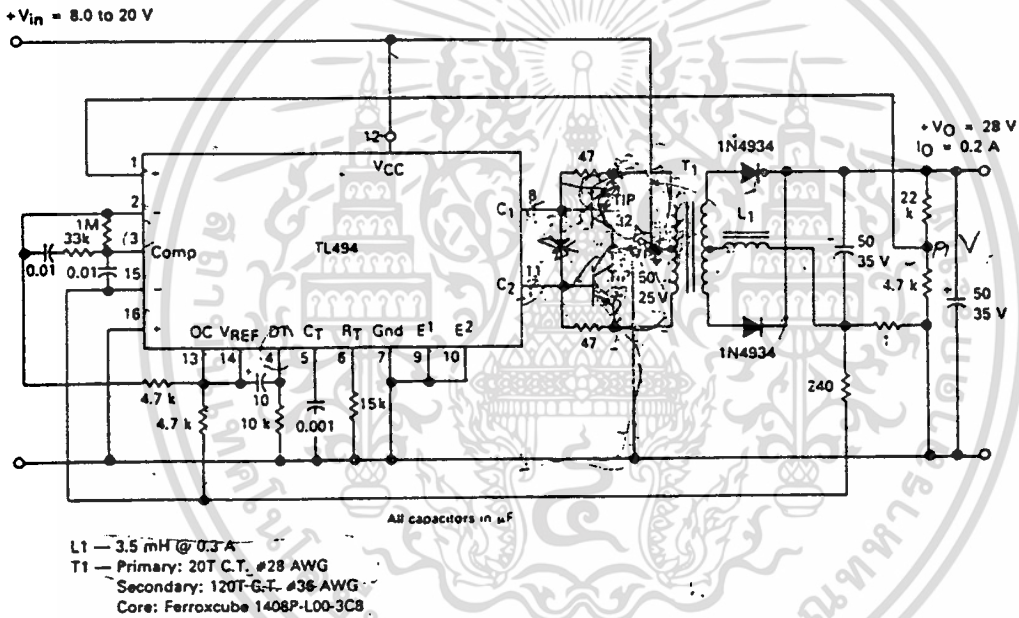


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER

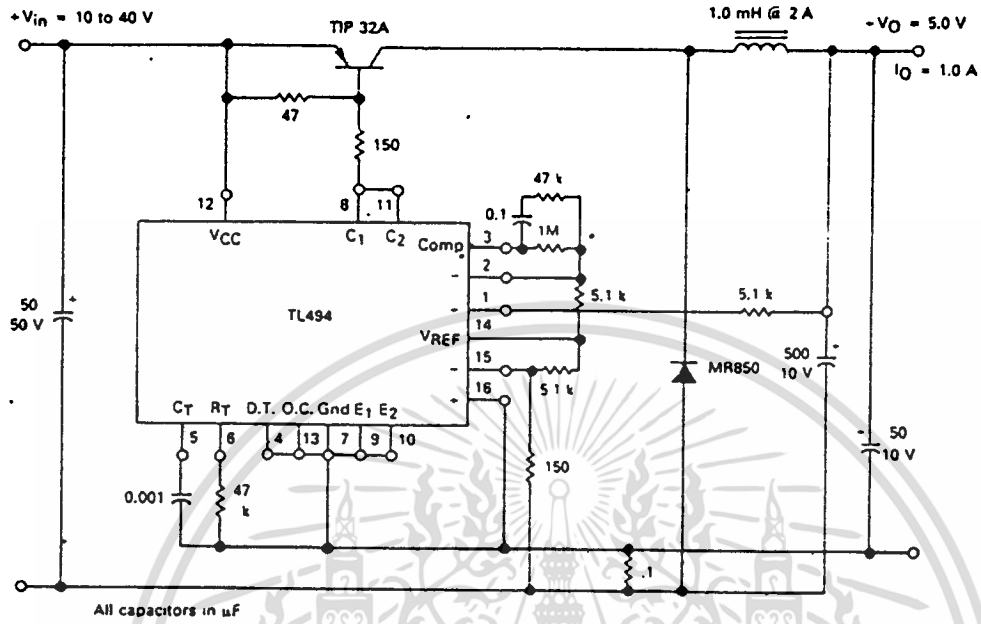


TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 10\text{ V to } 40\text{ V}$	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28\text{ V}, I_{O} = 1\text{ mA to } 1\text{ A}$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28\text{ V}, I_{O} = 1.0\text{ A}$	65 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28\text{ V}, R_{L} = 0.1\ \Omega$	1.6 amps
Efficiency	$V_{in} = 28\text{ V}, I_{O} = 1\text{ A}$	71%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

FIGURE 22 — PULSE-WIDTH MODULATED STEP-DOWN CONVERTER



TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ to } 40 \text{ V}$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 0.2 \text{ to } 200 \text{ mA}$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	40 mV p-p P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	72%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

Description

The TL494 is a fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal-linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components, R_T and C_T . The approximate oscillator frequency is determined by:

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T \cdot C_T}$$

For more information refer to Figure 4.

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor C_T to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the timing diagram shown in Figure 2.)

The control signals are external inputs that can be led into the dead-time control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The dead-time control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output dead time to approximately the first 4% of the sawtooth-cycle time. This would result in a maximum duty cycle on a given output of 96% with the output control grounded, and 48% with it connected to the reference line. Additional dead time may be imposed on the output by setting the dead-time-control input to a fixed voltage, ranging between 0 to 3.3 V.

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the dead time control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 to 3.5 V. Both error amplifiers have a common-mode input range from -0.3 V to $(V_{CC} - 2 V)$, and may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the non-inverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

When capacitor C_T is discharged, a positive pulse is generated on the output of the dead-time comparator, which clocks the pulse-steering flip-flop and inhibits the output transistors, Q1 and Q2. With the output-control connected to the reference line, the pulse-steering flip-flop directs the modulated pulses to each of the two output transistors alternately for push-pull operation. The output frequency is equal to half that of the oscillator. Output drive can also be taken from Q1 or Q2, when single-ended operation with a maximum on-time of less than 50% is required. This is desirable when the output transformer has a ringback winding with a catch diode used for snubbing. When higher output-drive currents are required for single-ended operation, Q1 and Q2 may be connected in parallel, and the output-mode pin must be tied to ground to disable the flip-flop. The output frequency will now be equal to that of the oscillator.

The TL494 has an internal 5 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of $\pm 1.5\%$ with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

Input	Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$
Output Control		
Grounded	Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2	1
At V_{ref}	Push-pull operation	0.5

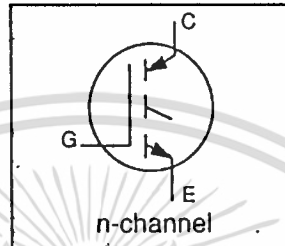
International Rectifier

IRGPC50U

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR

UltraFast™ IGBT

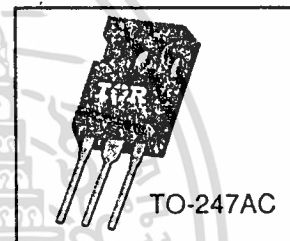
- Latch-proof
- Simple gate-drive
- Ultra-fast operation > 10kHz
- Switching-Loss Rating includes all "tail" losses



$V_{CEO} = 600\text{ V}$
$I_{C(DC)} = 55\text{ A}$
$V_{CE(sat)} \leq 3.0\text{ V}$
$E_{TS} \leq 2.8\text{ mJ}$

Description

Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs) from International Rectifier have higher current densities than comparable bipolar transistors, while at the same time having simpler gate-drive requirements of the familiar power MOSFET. They provide substantial benefits to a host of higher-voltage, higher-current applications.



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units	
$I_C @ T_C = 25^\circ\text{C}$	55	A	
$I_C @ T_C = 100^\circ\text{C}$	27		
I_{CM}	220		
V_{CE}	600	V	
V_{GE}	± 20		
I_{LM}	220	A	
E_{ARV}	20	mJ	
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	200	W	
$P_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	78		
T_J T_{STG}	-55 to +150	°C	
	Soldering Temperature, for 10 sec.		300 (0.063 in. (1.6mm) from case)
	Mounting Torque, 6-32 or 3mm MA screw		10 in·lbs (11.5 kg·cm)

Thermal Resistance

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	---	---	0.64	K/W ^⑥
$R_{\theta CS}$	---	0.24	---	
$R_{\theta JA}$	---	---	40	

Electrical Characteristic @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
BV_{CES}	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	600	---	---	V	$V_{GE}=0V, I_C=250\mu A$
BV_{ECS}	Emitter-to-Collector Breakdown Volt. ④	23	---	---		$V_{GE}=0V, I_C=1.0A$
$\Delta BV_{CES}/\Delta T_J$	Temp. Coeff. of Breakdown Voltage	---	0.60	---	V/ $^\circ\text{C}$	$V_{GE}=0V, I_C=1.0mA$
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	---	---	3.0	V	$V_{GE}=15V, I_C=27A$ See fig 4.
		---	2.4	---		$V_{GE}=15V, I_C=55A$
		---	1.9	---		$V_{CE}=15V, I_C=27A, T_J=150^\circ\text{C}$
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	---	5.5		$V_{CE}=V_{GE}, I_C=250\mu A$
$\Delta BV_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temp. Coeff. of Threshold Voltage	---	-13	---	mV/ $^\circ\text{C}$	$V_{CE}=V_{GE}, I_C=250\mu A$
g_{le}	Forward Transconductance ④	16	---	32	S	$V_{CE}=100V, I_C=27A$
I_{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	---	---	250	μA	$V_{GE}=0V, V_{CE}=600V, T_J=25^\circ\text{C}$
		---	---	5000		$V_{GE}=0V, V_{CE}=600V, T_J=150^\circ\text{C}$
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	---	---	± 500	nA	$V_{GE}=\pm 20V$

Switching Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	
Q_G	Total Gate Charge (turn-on)	77	---	140	nC	$I_C=27A, V_{CC}=480V$	
Q_{GE}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	13	---	21		See Figure 6.	
Q_{GC}	Gate - Collector Charge (turn-on)	35	---	70			
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	---	23	---	ns	See test circuit, figure 13.	
t_r	Rise Time	---	28	---		$I_C=27A, V_{CC}=480V$	
$t_{d(off)}$	Turn-off Delay Time	---	---	200	ns	$T_J=25^\circ\text{C}$	
t_f	Fall Time	---	---	140		$V_{GE}=15V, R_G=2.0\Omega$	
E_{on}	Turn-On Switching Loss	---	0.12	---	mJ	Energy losses include "tail".	
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	---	1.6	---		Also see figures 9, 10, & 11.	
E_{ts}	Total Switching Loss	---	1.7	2.8			
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	---	24	---	ns	$I_C=27A, V_{CC}=480V$	
		t_r	Rise Time	---		27	$T_J=150^\circ\text{C}$
		$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	---		180	$V_{GE}=15V$
		t_f	Fall Time	---		130	$R_G=2.0\Omega$
E_{ts}	Total Switching Loss	---	2.7	---	mJ		
L_E	Internal Emitter Inductance	---	13	---	nH	Measured 5mm from package.	
C_{ies}	Input Capacitance	---	2900	---	pF	$V_{GE}=0V$	
C_{oes}	Output Capacitance	---	330	---	pF	$V_{CC}=30V$ See fig 5.	
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	---	41	---	pF	$f = 1.0MHz$	

Notes:

- ① Repetitive rating; $V_{GE}=20V$, pulse width limited by max. junction temperature (See figure 12b). ② $V_{CC}=80\%(BV_{CES})$, $V_{GE}=20V$, $L=10\mu H$, $R_G=10\Omega$, (See figure 12a). ③ Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature. ④ Pulse width $\leq 80\mu s$; duty factor $\leq 0.1\%$. ⑤ Pulse width $\leq 5\mu s$, single shot. ⑥ K/W equivalent to $^\circ\text{C/W}$.

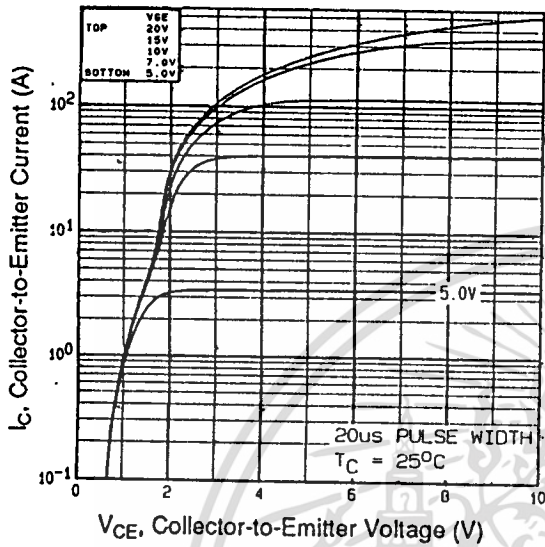


Fig 1. Typical Output Characteristics,
 $T_J = 25^\circ\text{C}$

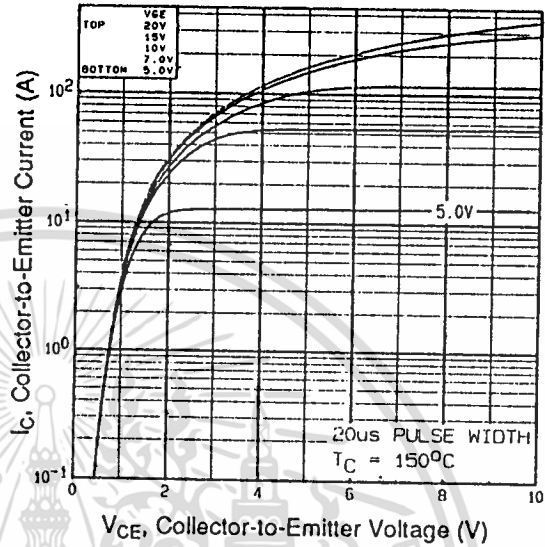


Fig 2. Typical Output Characteristics,
 $T_J = 150^\circ\text{C}$

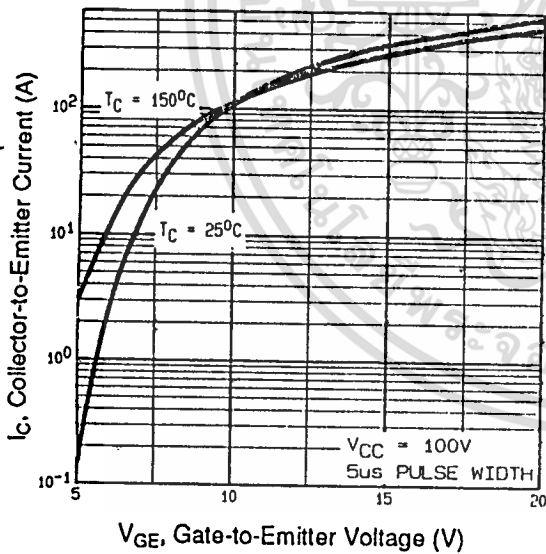


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

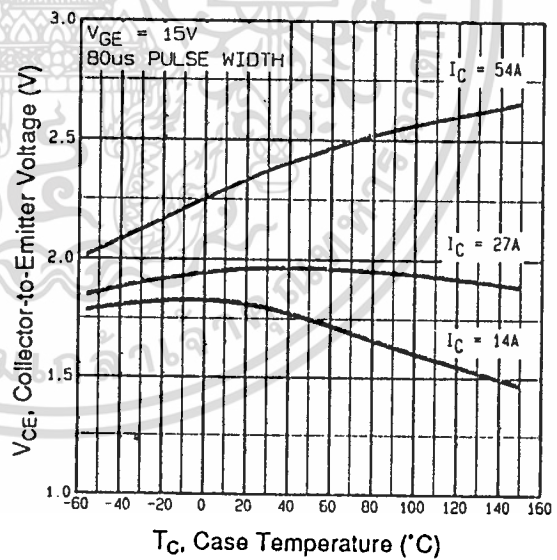


Fig 4. Collector-to-Emitter Saturation Voltage vs. Case Temperature

Graphs indicate performance of typical devices

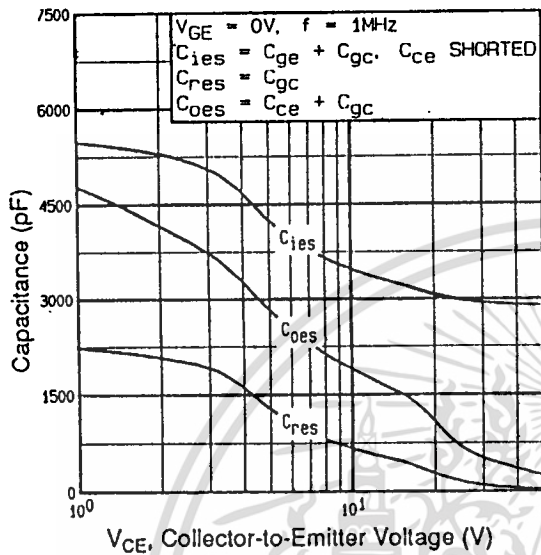


Fig 5. Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

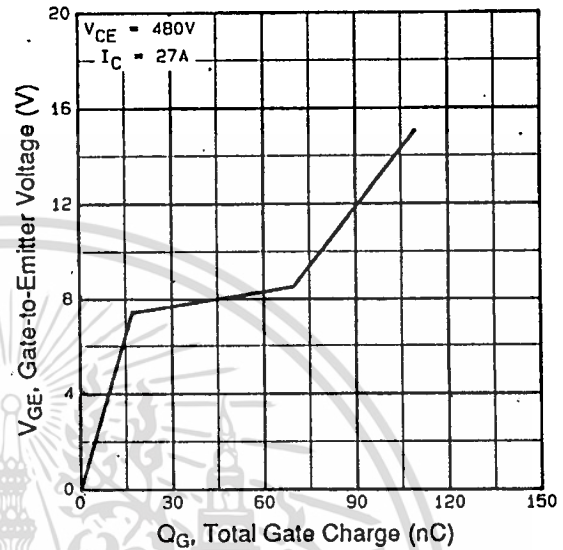


Fig 6. Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

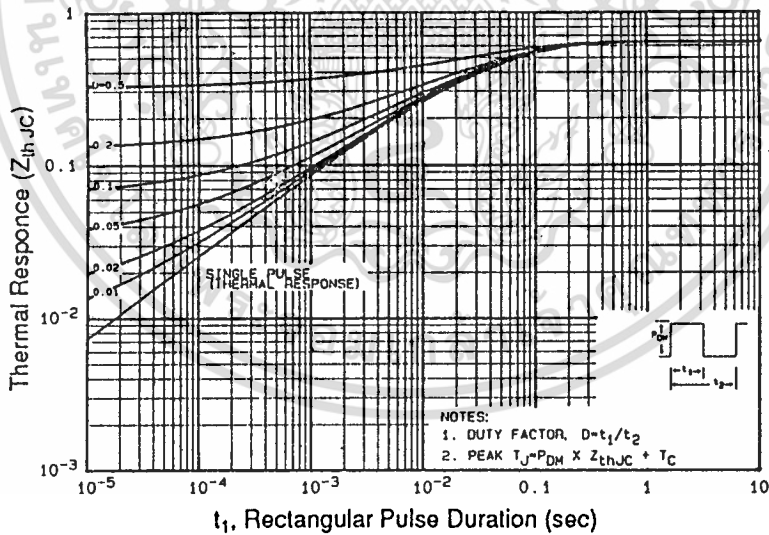


Fig 7. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

Graphs indicate performance of typical devices

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

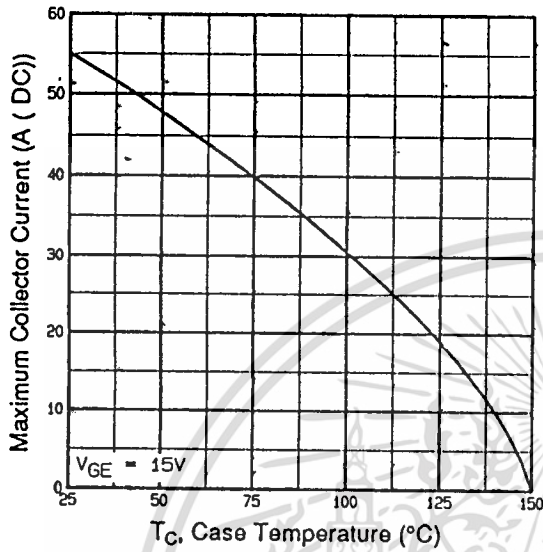


Fig 8. Maximum Collector Current vs. Case Temperature

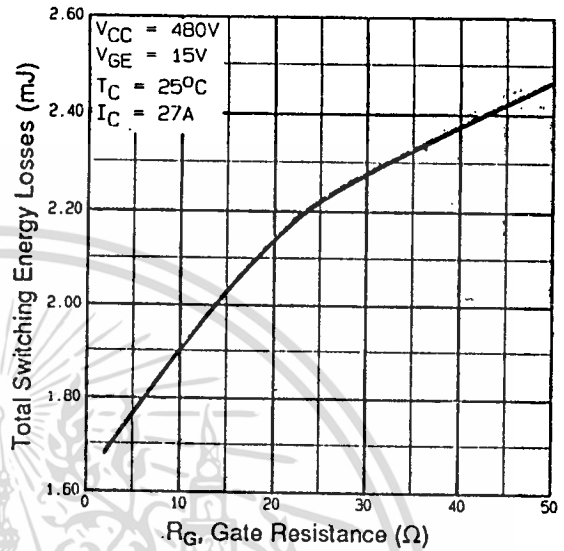


Fig 9. Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

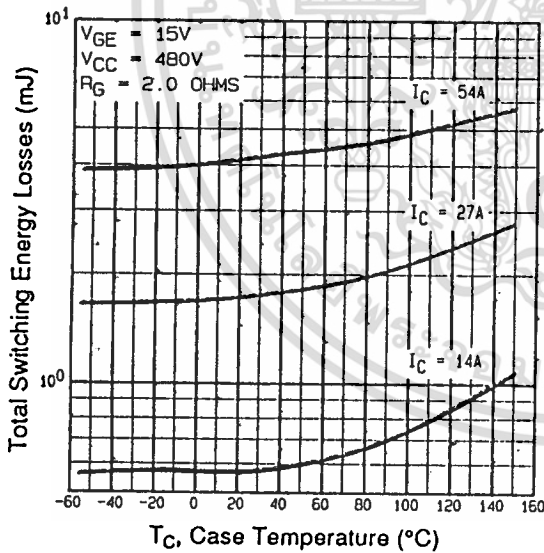


Fig 10. Typical Switching Losses vs. Case Temperature

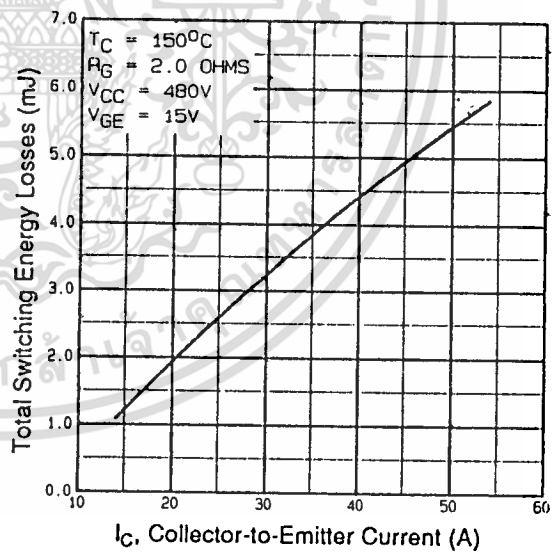


Fig 11. Typical Switching Losses vs. Collector-to-Emitter Current

Graphs indicate performance of typical devices

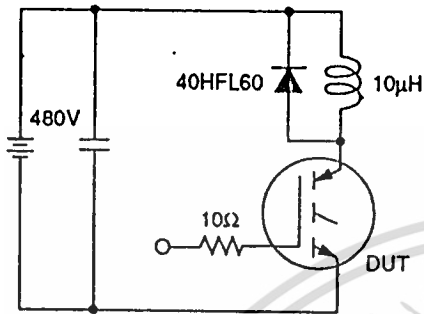


Fig 12a. Clamped Inductive Load Test Circuit

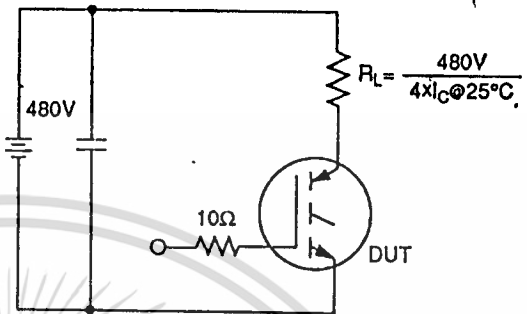


Fig 12b. Pulsed Collector Current Test Circuit

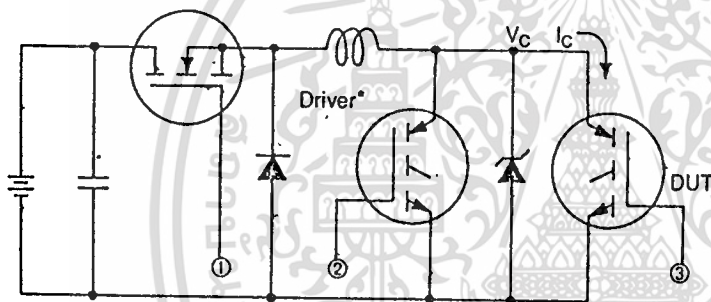


Fig 13a. Switching Loss Test Circuit

• Driver same type as DUT, $V_C = 480V$

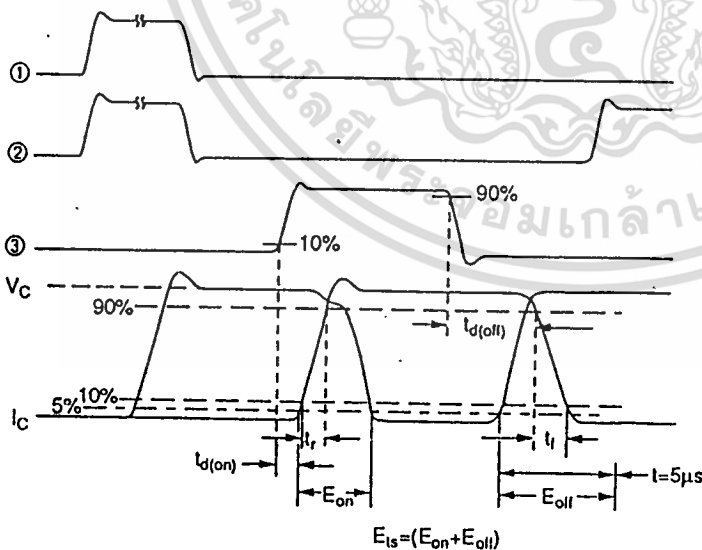


Fig 13b. Switching Loss Waveforms

International
 Rectifier